

①

ビデオテープレコーダにおける可動コイル型
ヘッドアクチュエータの駆動と応用に関する研究

平成 7 年 6 月

小 島 正 典

目 次

	主要記号	・ ・ ・ ・ 5
	内容梗概	・ ・ ・ ・ 7
第 1 章	緒論	・ ・ ・ ・ 9
第 1 節	ビデオテープレコーダの研究動向	・ ・ ・ ・ 9
1. 1	ビデオテープレコーダの規格と高密度記録化	・ ・ ・ ・ 9
1. 2	各国の放送方式への対応	・ ・ ・ 10
1. 3	検索機能の向上	・ ・ ・ 11
第 2 節	ダイナミックトラッキングの課題	・ ・ ・ 14
2. 1	圧電型アクチュエータの課題	・ ・ ・ 14
2. 2	可動コイル型アクチュエータの課題	・ ・ ・ 15
第 3 節	本研究の意義と概要	・ ・ ・ 16
	参考文献	・ ・ ・ 18
第 2 章	可動コイル型アクチュエータにおける等価回路の考察	・ ・ 23
第 1 節	緒言	・ ・ ・ 23
第 2 節	アクチュエータの構造と動作	・ ・ ・ 24
2. 1	アクチュエータの構造	・ ・ ・ 24
2. 2	アクチュエータの動作	・ ・ ・ 24
第 3 節	アクチュエータの等価回路	・ ・ ・ 31
3. 1	基本動作	・ ・ ・ 31
3. 2	等価回路の導出	・ ・ ・ 31
3. 3	単純化等価回路	・ ・ ・ 32
第 4 節	応答の解析	・ ・ ・ 35
4. 1	周波数応答	・ ・ ・ 35
4. 2	ステップ応答	・ ・ ・ 37
第 5 節	実験結果および解析との比較	・ ・ ・ 41
5. 1	実験方法	・ ・ ・ 41
5. 2	測定結果	・ ・ ・ 41
5. 3	回路解析プログラムによる解析との比較	・ ・ ・ 45
第 6 節	腕の応答と等価回路	・ ・ ・ 53
6. 1	腕の周波数応答	・ ・ ・ 53
6. 2	腕の等価回路	・ ・ ・ 54

第7節	結言	・・・58
	参考文献	・・・60
第3章	可動コイル型アクチュエータにおける制動の考察	・・・63
第1節	緒言	・・・63
第2節	短絡制動	・・・64
2.1	動作原理	・・・64
2.2	電圧駆動と電流駆動の条件	・・・67
2.3	コイルの抵抗変化による感度の変化	・・・68
第3節	容量制動	・・・70
3.1	コンデンサで短絡されたアクチュエータの動作	・・・70
3.2	実験と考察	・・・74
3.3	コイルの抵抗変化による感度の変化	・・・82
第4節	テープによる制動	・・・84
4.1	テープの制動によるQ値	・・・84
4.2	実験と考察	・・・85
第5節	結言	・・・89
	参考文献	・・・91
第4章	可動コイル型アクチュエータにおける駆動回路の考察	・・・93
第1節	緒言	・・・93
第2節	帰還増幅回路による駆動	・・・94
2.1	電圧帰還増幅回路による駆動	・・・94
2.2	電流帰還増幅回路による駆動	・・・95
第3節	容量制動回路と等化	・・・99
3.1	駆動回路	・・・99
第4節	電圧電流複合帰還増幅回路による駆動	・・・101
4.1	回路構成	・・・101
4.2	設計の条件	・・・101
4.3	周波数応答と制動効果	・・・102
4.4	コイルの抵抗変化による感度の変化	・・・105
4.5	実験と考察	・・・105
第5節	結言	・・・114
	参考文献	・・・115

第5章	ダイナミックトラッキングの考察	・・・119
第1節	緒言	・・・119
第2節	駆動波形とダイナミックレンジおよび振動の関係	・・・120
2.1	ヘッドの変位に対する要件	・・・121
2.2	三角波駆動	・・・123
第3節	ノイズレス高速再生への応用	・・・131
3.1	ノイズレス高速再生のシステム	・・・131
3.2	ノイズレス高速再生の実験結果	・・・139
第4節	トラック曲がりに追従するトラッキングへの応用	・・・143
4.1	トラック曲がりに追従するトラッキングのシステム	・・・143
4.2	トラック曲がりに追従するトラッキングの効果	・・・148
第5節	結言	・・・150
	参考文献	・・・151
第6章	結論	・・・155
	謝辞	・・・161

主要記号

C_A	: アクチュエータの等価共振容量
C_D	: 制動容量
C_F	: 電圧帰還容量
e	: アクチュエータの駆動電圧
e_A	: コイルの起電力
e_K	: 駆動源電圧
e_S	: 信号源電圧
$E_{m, k}$: デジタル化制御信号
f_A	: アクチュエータの機械共振周波数
f_F	: 映像信号のフレーム周波数
f_D	: 電流駆動と電圧駆動の遷移周波数
f_V	: 映像信号のフィールド周波数
G	: アクチュエータの低周波電流感度
i	: アクチュエータの駆動電流
i_K	: 駆動源電流
L_A	: アクチュエータの等価共振インダタンス
P	: アクチュエータの抵抗値と共振インピーダンスの比
Q_A	: アクチュエータの電流感度のQ値
Q_D	: アクチュエータの容量制動でのQ値
Q_V	: アクチュエータの電圧感度のQ値
R	: アクチュエータの電流検出抵抗
R_A	: アクチュエータの等価制動抵抗
R_C	: アクチュエータのコイルの抵抗
R_F	: 電流帰還抵抗
R_K	: 信号源抵抗
T	: 映像トラック幅
v	: アクチュエータのコイルの速度
$V_{m, k}$: デジタル化再生信号
V_T	: テープの速度
y_C	: アクチュエータのコイルの変位
y_H	: アクチュエータのヘッドの変位
y_T	: 高速再生でのヘッド変位幅
Z	: アクチュエータの入力インピーダンス
Z_D	: アクチュエータと制動容量の並列インピーダンス

内 容 梗 概

最近の20年間に於いてビデオテープレコーダ(VTR)は、高速再生等の特殊再生および狭トラック記録に関する研究の成果により、著しく実用性が向上した。これらの実用化には、テープに記録された映像のトラックと、ヘッドの走行軌跡との間におけるトラッキングが重要な役割を果している。

トラックは約6度の傾斜を持っているので、テープを長手方向に位置制御することにより、ヘッドとの高さを調整してトラッキングを得ている。ところがこの方法では、トラックの異常な傾斜や曲がりに対してトラッキングをとることができない。これを具現するには、ヘッドの高さを変位させるダイナミックトラッキングが必要になる。

ヘッドを変位させるために通常使われる圧電型アクチュエータは、変位量が不足し、ヒステリシスが過大で、機械共振のQ値が大きい。しかもヘッドの変位と出力の関係は非線形で、制御が容易でない。これらの問題があるので、ダイナミックトラッキングの実用化は、変位量を制限して業務用の一部のモデルのみで実施されたに過ぎなかった。

しかしダイナミックトラッキングにより、ノイズレス高速再生の実現や狭トラック記録の場合におけるテープの互換性の確保が可能となるので、比較的簡単な構成による正確なダイナミックトラッキングの実用化が期待されていた。

そこで本論文では、圧電型アクチュエータが持つ問題点を、可動コイル型アクチュエータによって改良できることを示し、これによってノイズレス高速再生および3倍モードのテープの互換性確保を可能にするダイナミックトラッキングが実現できることを示すと共に、そのアルゴリズムと動作を明確にした。

第1章の緒論では、本研究を遂行する背景となったVTRの研究動向を概観し、特に著者が実用化開発を行なった可動コイル型アクチュエータによって、ヘッドをトラックに追従させるダイナミックトラッキングの課題を示した。また本研究の意義について技術的要件を明らかにし、研究内容の概要を示した。

第2章では、可動コイル型アクチュエータの等価回路について論じた。

まず可動コイル型アクチュエータを使用したダイナミックトラッキングの動作を解析するには、駆動回路とコイル間の相互作用を考慮しなければならず、等価回路が必要であることを示した。次に著者が開発をした可動コイル型アクチュエータにつき、構造と動作および諸特性を測定した結果を示し、運動方程式から等価回路を導出した。

さらに等価回路から、入力インピーダンスと電流感度および電圧感度の周波数応答を求め、また過渡応答についても電流感度および電圧感度のステップ応答を求め、実験結果と比較して等価回路の有効性を示した。

第3章では、可動コイル型アクチュエータにおける制動を考察した。

アクチュエータの電圧駆動における短絡制動では、電圧感度がアクチュエータのコイルの抵抗値に反比例する。一方、コイルの抵抗値は温度で大幅に変化する。すなわち、短絡制動は高精度な位置制御に適していない。そこで、電流駆動においてアクチュエータをコンデンサで短絡する、容量制動を提案した。

容量制動においては、Q値とコイルの抵抗による電流感度の変化を共に小さくできる。さらに、著者が開発したダイナミックトラッキング用の可動コイル型アクチュエータにおいては、Q値が機械共振のQ値に比べ約 $1/100$ に、またコイルの抵抗による感度の変化は、電圧駆動の場合の約 $1/10$ に低減することができた。そして、ビデオテープレコーダのダイナミックトラッキング用アクチュエータの場合、ヘッドとテープの摩擦による制動があるが、この制動についても検討を加え、短絡制動に近い効果があることを、等価回路と実験の両面から示した。

第4章では可動コイル型アクチュエータにおける駆動回路について、まず容量制動の周波数特性に対して、等化特性を持った駆動回路を提案した。次に等化特性を持ち容量制動と同等の効果を持つ、電圧電流複合帰還増幅回路を示した。さらにこの回路でアクチュエータを駆動したときの周波数応答とステップ応答を等価回路を使った解析で推定し、実験結果によりその有用性を示した。

第5章では、可動コイル型アクチュエータを使った具体的な処理によるダイナミックトラッキングについて考察した。

まずノイズレス高速再生を検討した。アクチュエータは、周波数が 30 Hz の三角波で駆動される。この波形に関して、等価回路と制動および駆動回路の考察をもとに、アクチュエータの振動とダイナミックレンジが共に少なくともすむ条件を求めた。その結果デューティは 30% 程度が適切であり、この駆動波形によってノイズレス高速再生を行なうアルゴリズムを示した。すなわちヘッドに対して1フレーム毎に $3\text{ }\mu\text{m}$ の変位を与え、ヘッドの出力が最大になる変位を選択して、トラックの高さおよび傾斜の双方に追従させる手法を提案し、その効果を実験で確認し結果を示した。

またトラック曲がりに追従するトラッキングについても、1本のトラックを10個のブロックに分割しヘッドを制御する新しいアルゴリズムを示した。すなわち、ヘッドに対して1フレーム毎に $1\text{ }\mu\text{m}$ の変位を与えて、ヘッドの出力が最大になる変位を選択し、これをブロック毎に行なうことによりトラックの曲がりに追従させる手法を提案した。そして実験により、実際に 150 Hz で $15\text{ }\mu\text{m}_{p-p}$ の振幅を持つトラック曲がりへの追従を確認することでその有用性を示した。

第6章は結論であり、本研究の成果の概要を総括した。

第1章 緒論

第1節 ビデオテープレコーダの研究動向

最近の20年間に於いてビデオテープレコーダは、スチルや高速再生等の特殊再生および狭トラック記録に代表される高密度記録化に関する研究の成果により、著しく実用性が向上した。これらの実用化には、テープに記録された映像のトラックと、ヘッドの走行軌跡との間におけるトラッキングが重要な役割を果たしている。

1.1 ビデオテープレコーダの規格と高密度記録化

家庭用ビデオテープレコーダ(VTR)は、1975年に β 規格VTRが製品化され、1976年にVHS (Video Home System)規格VTRの製品化が続いた。また1984年には 8 mm VTRが世界標準規格化された。さらに収録時間を2倍3倍にする運用モードが開発され、トラックピッチは11年間で6分の1になって、トラッキングの精度の重要性が増した⁽¹⁾。

いずれの規格も映像信号は周波数変調され、回転ドラムに対向して取り付けられた2個のヘッドで、半回転ごとに1フィールドづつ斜めにテープに記録される。すなわち1回転で1フレームの映像が2トラックに記録される。2個のヘッドには互いに逆のアジマスを持たせ、逆アジマスの隣接トラックを再生してもアジマス損失でクロストークを軽減することによって、ガードバンドレスを実現している。このようなガードバンドレスアジマス記録方式を用いて記録密度の向上が図られ、収録時間の拡大やカセットの小形化がなされた⁽¹⁾。

(1) β 規格VTRとVHS規格VTR

これらの規格の前身となるUマチック規格VTRの場合は、トラックピッチが $135\text{ }\mu\text{m}$ であったが、 β 規格VTRでは $58.5\text{ }\mu\text{m}$ 、VHS規格VTRでは $58\text{ }\mu\text{m}$ に高密度化された。

これに対し、 $10\text{ }\mu\text{m}$ 程度以下のトラッキングエラー、つまり映像トラック長に対して約 0.01% の直線性の実現ができるようになったので、記録したVTRと再生するVTRが異なっても映像の性能を確保することが可能になった。そこで、ソフトテープが実用化された。

これらのVTRでは、トラッキングをとるためのコントロール信号を、映像トラックの下部かつテープの長手方向に配置された、コントロールトラックに記録する方法が採られた。すなわち再生の場合は、映像トラックの初期の部分に記録されている垂直同期信号と、コントロール信号を同期させることによって、ヘッドの回転位置とテープの走行位置を合わせてトラッキングを可能にしている。

(2) 長時間収録を可能にする運用モード

1979年には、 β 規格VTRで収録時間を3倍にする β IIIと、VHS規格VTRで収録時間を3倍にする3倍モードの運用モードが実現され、トラックピッチは3分の1の約19 μ mに狭められた。

この運用モードによって同じVTRで記録したテープを再生するときは、記録と再生でヘッドは同じ軌跡を示し良好なトラッキングが得られる。しかし記録と再生でVTRが違えばトラッキングエラーが生じる。この運用モードにおける10 μ mのトラッキングエラーは、ヘッドが本来の映像トラックと隣接トラックに同等にまたがることを意味しており、性能的に許容できず互換性が保証されない。

すなわち高密度化されるに従って、トラッキングが重要になり、 β 規格VTRやVHS規格VTRの長時間運用モードでは、互換性を確保するトラッキングシステムの開発が望まれた。

1984年に規格化された8mmVTRでは、トラックピッチが20 μ mに設定された。続いて1986年には、収録時間を2倍にするLP(Long Play)の運用モードが実現されて、トラックピッチは10 μ mとなった⁽²⁾。

このような高密度記録に対応するためには、トラックの初期だけでなく全域に渡ってトラッキングの状況を監視する必要があり、周波数変調された映像信号に低レベルのトラッキングパイロット信号を重畳して記録する方法が採られている⁽³⁾。

著者は重畳による妨害を低減するため、トラッキングパイロット信号の深層記録を提案した⁽⁴⁾。

(3) 最近の高密度記録化

近年家庭用デジタルVTRの研究が進み、高密度記録の可能性が高まってきたので、トラッキングがさらに重要となっている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

大西らは、12-15変調方式によってトラッキングパイロット信号の生成を図り、再生されるトラッキングパイロット信号に基づき、ヘッドをアクチュエータで変位させてトラッキングを得ている。その結果、トラックピッチは6 μ mが実現されている⁽⁷⁾。

1. 2 各国の放送方式への対応

家庭用VTRではVHS規格VTRが最も多く普及している。テレビジョン放送方式としては、NTSC(National Television System Committee)方式、PAL(Phase Alternation by Line)方式、SECAM(Sequenciel Couleurs A Me'moire)方式の3種があって、VHS規格VTRではこれらの放送方式に対応した個別の信号処理が規定されている。

しかし、NTSC方式と他の方式ではヘッドの走行軌跡が違っているので、トラッキングが重要な課題となった。家庭用VTRが最初に市販された日米では、主としてNTSC放送を記録する目的でVTRが使われた。引き続き欧州でもPAL方式の放送を記録するために使われた。一方、中近東では放送はSECAM方式であるが放送内容が充実していないため、NTSC方式やPAL方式で記録されたソフトテープの再生やダビングの需要が高まり、両方式の記録と再生ができるNTSC/PAL型VTRが求められた。

VHS規格VTRでは、映像信号が1フレームの間にドラムが1回転する。1フレームはNTSC方式では1/30秒で、PAL方式では1/25秒である。つまりNTSC方式とPAL方式では、ヘッドの走行軌跡が違っているので、NTSC/PAL型VTRにおいて双方のトラッキングを得ることは重要な課題となった。

著者は、記録の場合にNTSC方式信号とPAL方式信号の識別を垂直同期信号の周波数から識別してドラムの回転数を特定し、再生の場合はコントロール信号のピッチから方式を判別してドラムの回転数を特定する手法を確立した⁽⁸⁾⁽⁹⁾。また、高精度の再生色信号周波数を得るために、ドラムの回転数基準群を0.01%の精度で得る方法も提案した⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。さらに、NTSC方式とPAL方式では色信号処理が異なるので、両方の色信号処理が可能な集積回路を開発することによって⁽¹²⁾、NTSC/PAL型VTRの実用化を可能にした。

1. 3 検索機能の向上

高密度記録の研究と実用化が進むと、長時間の記録が可能になった。VHS規格VTRの3倍モードでは6時間の記録が可能である。

これによって多くの番組が記録できるが、再生をする時に見る番組を探す必要が出てくる。またカメラ一体形VTRで種々のシーンを記録した場合は、編集の必要が出てくる。このときには、単に早くシーンを探しだすだけでなく、決定的瞬間の1コマを特定したい場合も発生してくる。

すなわち映像を見ながら高速再生から一時停止まで、必要に応じた再生速度で検索することが要求される。

これを具現するためには再生のテープ速度を記録の時のテープ速度とは変えることになる。従って、ヘッドの走行軌跡が変化し、良好な映像を得るにはトラッキングが必要となる。

(1) 高速再生

高速再生では映像トラックとヘッドの相対速度が、通常の再生のときに比べて異なる。従って、例えば標準モードの巻き戻し5倍速再生での映像出力は、

水平同期信号周波数が約3%高くなる。これはテレビジョンの水平同期引き込み周波数範囲の約倍くらいあって、水平同期がかからなくなることを示している。著者はこの障害を取り除くため、ドラムの回転周波数を変えて水平同期周波数を修正する方法と⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾、可変遅延装置に映像信号を通して遅延時間を変化させる水平同期周波数修正方法を示した⁽¹⁵⁾。

また、巻き戻し高速再生では、テープの始端でキャプスタンやリールにトルクを与え続けるとテープを破損する恐れがある。著者は、巻き戻し高速再生中にテープの始端を検知すると停止させることによって、テープの破損を防ぎ実用性を高めた⁽¹⁶⁾。

垂直同期信号は、映像トラックの初期の部分に記録されている。高速再生でヘッドが垂直同期信号部分で隣接した映像トラックを横切ると、再生された映像信号の垂直同期信号がノイズを含み、テレビジョンの垂直同期を乱す恐れがある。これを取り除くために、Azumaらは垂直同期信号の付け替えを提案した⁽¹⁷⁾。著者は、付け替え垂直同期信号の発生方法を示すとともに、実用化を果たした⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾⁽²⁰⁾。

記録された時のテープ速度以外の速度で再生すると、映像ヘッドの走行軌跡が変わって映像トラックをヘッドが横切るようになる。このとき再生された映像には、横線状のノイズバーが表れ見苦しい。

近年、映像を1フィールド以上にわたって半導体ディジタルメモリーで記憶することが、家庭用映像機器にも種々応用され、高速再生のノイズを除く試みもなされた。著者は、偶数倍速再生におけるノイズの画面上の位置が、第1フィールドと第2フィールドで異なることを発見して、偶数倍速再生でノイズが発生する期間は1フィールド前の映像信号と置き換える方法でノイズ除去を提案した⁽²¹⁾⁽²²⁾。Takataらはこの方法によってノイズを除去したVTRを実用化した⁽²³⁾。

また著者は、置き換えのための色信号は、低域変換色信号を色副搬送波の周期でデルタPCM(Pulse Code Modulation)によってA-D変換すると大幅なビット低減が可能であることを示した⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾。

高速再生のノイズを除くには、1フィールド前の信号と切り替えるだけでなく、主ヘッドの出力と主ヘッドに併設された別ヘッドの出力を切り替える方法も実用化された。いずれの場合も切り替える前後で、水平同期が合っている保証は無いので、走査線間の横位置ずれによるスキューと呼ばれる画面の歪みが出やすい。Takataおよび出口らは、切り替え前後の信号に時間補正をかけることで、スキューの低減を試みた⁽²³⁾⁽²⁶⁾。

以上のように、高速再生の性能は多くの研究により向上してきた。しかし異なるトラックの信号を合成している限り、動画の場合に映像の切れ目ができて

不自然になる。これを除くには、1フィールド間に再生するトラックを変更しないように、ヘッドの軌跡を修正してトラックの傾斜に追従するダイナミックトラッキングが必要になる。

(2) 静止画再生

再生のときにテープの走行を停止すると静止画が得られるが、映像ヘッドの走行軌跡が記録の時とは変わり、映像トラックをヘッドが横切って映像にノイズバーが表れる。

著者は、ノイズバーが映像に表れないようにするために、キャプスタンを微少回転させ、垂直帰線期間に映像トラックをヘッドが横切るようにトラッキング状態を修正することを実用化した。またコマ送りは、このトラッキング修正動作を次のフレームで実施することによって実現した⁽¹⁸⁾。

さらに静止画で十分な映像ヘッド出力を得るにはテープの弛みを除く必要がある。巻き戻し高速再生などキャプスタンが逆転している場合でも、テープの弛みを除くために、いったんキャプスタンを正転させてからテープの走行を停止させることで、映像のSN比を確保した⁽²⁷⁾。

第1フィールドと第2フィールドを交互に再生する静止画では、映像が振動する(ブレる)ことがある。第1フィールドと第2フィールドで1/60秒の差があり、動画を記録してある場合は、時間差分だけずれた再生映像を交互に見ることになるからである。成田らは、同じフィールドを再生し続ける方法でブレを防いだ。また、自動的にコマ送りを続けるスロー再生で、映像ヘッドの切り替えを垂直帰線期間内で行なうトラッキング方法を示し、ノイズバーの出ないスロー再生を開発した⁽²⁸⁾。

(3) コードによる検索

高速再生は、映像の内容を見ながら検索を行なうための機能であり、検索の間注視している必要がある。テープに記録された番組毎にコードを入れることができれば、観賞するときや編集するときコードによって必要な番組やシーンを呼び出すことが可能になり、呼び出す間注視する面倒が省ける。

トラッキングを行なうためのコントロール信号は、テープの下部に記録されており、垂直同期信号との相対位置を示しているが、デューティ比には自由度がある。そこでデューティ比の大小を“0”と“1”に割り当てると、1フレーム当たり1ビットの番組情報が記録できる。

著者はこの情報が記録してから書き替えられることを示した⁽²⁹⁾。Takataらは、この機能を実用化した⁽²³⁾。しかし、1フレーム当たり1ビットでは、タイトル等を入れるには情報量が不足している。そこで情報量を増加させる方式として、著者は検索コードの深層記録を提案した⁽³⁰⁾。

第2節 ダイナミックトラッキングの課題

トラックピッチが小さい場合のトラックの曲がりに追従するトラッキングや高速再生などでトラックの傾斜に追従するトラッキングが、映像のノイズを低減するために必要になっている。

これらは映像ヘッドを変位させるダイナミックトラッキングによって具現されると考えられる。

ヘッドを変位させるアクチュエータとして、まず圧電型が使われた。圧電型には、変位量、制動、直線性に難点があったが、可動コイル型アクチュエータで改良され、制動やダイナミックトラッキングへの応用に関する結果報告が多く見受けられるようになった。

しかし、制動や駆動の実現過程や手法の報告は充分ではない。従って、これらを明らかにして、制動や駆動に対する設計方法を確立する必要がある。

2. 1 圧電型アクチュエータの課題

業務用の、1インチType CフォーマットVTRや、UマチックVTRおよびベータカムVTRでは、ヘッドに変位を与えるアクチュエータとして圧電素子を使ってダイナミックトラッキングが実用化され、ノイズレスの静止画やスロー再生および高速再生を実現している⁽³¹⁾。

家庭用であるVHS規格VTRにおけるダイナミックトラッキングの実用化は、1981年になされ、小林らによって報告された⁽³²⁾。圧電型アクチュエータは、約500HzでQ値が30程度の共振特性を示している。また、駆動電圧対変位に無視できない非直線性を持っているので、この影響を軽減するために駆動電圧の平均値を零に近づける手法が用いられている。それでも変位は $174\mu\text{m}_{\text{p-p}}$ 、駆動電圧は約 $250\text{V}_{\text{p-p}}$ と低く設定して、2倍速のノイズレス巻き戻し高速再生の実現にとどめている。

8mm規格VTRでは、1986年にDoyamaらが約 $250\text{V}_{\text{p-p}}$ の電圧で駆動して、 $80\mu\text{m}_{\text{p-p}}$ の変位を得た。これによって、3倍速の巻き戻し高速再生におけるノイズレス化を実現した⁽³³⁾。圧電型アクチュエータは、約1.2kHzでQ値が50程度の共振特性を示しているが、共振周波数でのループゲインを駆動周波数30Hzでのループゲインより約60dB低くして安定化を図っている。

また、1986年に林らは、圧電素子に変位拡大機構を設け $50\text{V}_{\text{p-p}}$ 程度の駆動電圧で $120\mu\text{m}_{\text{p-p}}$ の変位を得た⁽³⁴⁾。非直線性については最大変位に対して、ヒステリシスが10%程度、残留歪が約7%と報告されている。

このように、圧電型アクチュエータによるダイナミックトラッキングの実用化と改良が進められたが、次の課題を残した。

- ①アクチュエータの最大変位が不足して高速再生の速度が検索用には不十分
- ②アクチュエータの共振のQ値が大きく駆動の振幅と周波数を上げるのが困難
- ③アクチュエータの非直線性が強く高精度なトラック追従が困難

2. 2 可動コイル型アクチュエータの課題

著者は、可動コイル型アクチュエータを使用したVHS規格VTRのダイナミックトラッキングによる高速再生を、1987年に実用化した。また、1989年には、静止画とスロー再生を含めて可動コイル型アクチュエータによるダイナミックトラッキングを実用化した⁽³⁵⁾⁽³⁶⁾。可動コイル型アクチュエータはスピーカのボイスコイルと磁気回路に類似した構成で、コイルに併設された映像ヘッドを可動としている。最大変位は $820\mu\text{m}_{\text{p-p}}$ を得て、実用的な検索速度である5倍速の巻き戻し高速再生を実現した。アクチュエータの共振のQ値は約500であり圧電型アクチュエータよりさらに大きい。共振周波数付近で駆動回路に電圧帰還をかけて低減をした⁽³⁷⁾⁽³⁸⁾⁽³⁹⁾。また、最大変位の範囲内では非直線性は少なく、ヒステリシスや残留歪が無視できたので、高精度なトラック曲がりへの追従の実現が期待できるようになった。

1991年以降、可動コイル型アクチュエータによるダイナミックトラッキングに関する開発や研究の報告が多く見受けられるようになった。古石らは、アクチュエータに速度検出用コイルを設け、速度帰還をかけてQ値を約3dBに制動をした⁽⁴⁰⁾。中津らは、さらにQ値を約0dBに制動することに成功した⁽⁴¹⁾。一方、Onishi、長沢らは、アクチュエータの位置検出のため、ホール素子を内蔵することによって検出信号を使い速度推定帰還をかけて共振の抑制をした⁽⁷⁾。また大月は、渦電流式位置検出用コイルを内蔵した可動磁石型アクチュエータによるダイナミックトラッキングを開発した⁽⁴²⁾。

非直線性の小さい可動コイル型アクチュエータが実現されたため、トラック曲がりに追従するダイナミックトラッキングの研究も進んだ。長沢らは、速度推定帰還によってドラムの回転周波数に対して5倍の制御帯域を確保しこれをトラッキングパイロット信号を使ったダイナミックトラッキングに適用してトラック曲がりへの追従を確認した⁽⁷⁾。また著者は、トラッキングパイロット信号を持たないVHS規格VTRでダイナミックトラッキングを可能にするアルゴリズムを提案し、ドラムの回転周波数に対して5倍の周波数での追従を確認した⁽⁴³⁾。

可動コイル型アクチュエータは機械共振のQ値が大きいので、制動が不可欠である。制動や応答の解析モデルとして機械共振と制動を表す伝達関数モデルが良く使われる⁽⁷⁾⁽⁴⁰⁾⁽⁴¹⁾。この場合入力インピーダンスが無限大として取り扱われ、短絡制動などの駆動回路とコイル間の相互作用は無視される。

すなわち、電磁制動と駆動回路および応答の関係はまだ十分な検討がなされていなかった。従って、可動コイル型アクチュエータの課題として次の事項があげられる。

- ① 駆動回路を含めた応答を検討するための、等価回路の導出
- ② 適切な制動と感度を得るための、電磁制動条件の解明
- ③ 適切な応答を得るための、駆動回路の具体化
- ④ 機械共振の影響を受けにくい、ダイナミックトラッキング用駆動波形の解明

第3節 本研究の意義と概要

家庭用ビデオテープレコーダは、トラッキング技術の発達によって高密度記録化や検索機能の充実などがなされた。特に、映像ヘッドをアクチュエータによって変位させて映像トラックに追従させるダイナミックトラッキングはその性能を飛躍的に高める技術として実用化が期待されていた。当初は圧電型アクチュエータによって実現が試みられたが、以下が実用性向上の課題となった。

- ① 最大変位の拡大
- ② 機械共振の制動
- ③ 非直線性の低減

本研究の実用的意義は、可動コイル型アクチュエータの開発によって、これらの課題を克服したダイナミックトラッキングを備えたビデオテープレコーダを提供することにある。応用の対象としては現在最も普及しているVHS規格VTRとした。

技術的な意義は、映像ヘッドに所望の変位を与えるための設計を可能とすることであって、そのための要件を次に示す。

- ① アクチュエータの等価回路の導出
- ② アクチュエータの電磁制動の条件解明
- ③ アクチュエータの駆動回路の具体化
- ④ アクチュエータの駆動波形条件の解明

本論文では、研究内容について以下のように記述を進める。

第2章 可動コイル型アクチュエータの等価回路の考察

可動コイル型アクチュエータを使ったダイナミックトラッキングの研究動向から、等価回路の必要性を明らかにする。また著者が開発したダイナミックトラッキング用可動コイル型アクチュエータは、圧電型アクチュエータの課題であった、最大変位の拡大と非直線性の低減が可能であることを示す。さらに、このアクチュエータの電圧感度の周波数応答が示すQ値が、圧電型のアクチュエータが持つQ値よりはるかに小さく、機械共振の制動はダイナミックトラッキングを可能にできるレベルであることを示す。

次に、構造と動作および諸特性の測定結果を示し、運動方程式から等価回路を導出する。さらに、この等価回路から入力インピーダンス、電流対ヘッドの変位の変換感度を表す電流感度、電圧対ヘッドの変位の変換感度を表す電圧感度、およびこれらの周波数応答を求め、実験結果と比較することによって等価回路の有効性を明らかにする⁽⁴⁴⁾。また、過渡応答についても等価回路による解析値と実験結果を比較して等価回路の有効性を明らかにする。

第3章 可動コイル型アクチュエータにおける制動の考察

アクチュエータを電圧駆動により短絡して電磁制動をかけたときのQ値は、機械共振のQ値よりはるかに小さい。そこで、等価回路から求めたQ値と実験結果を比較して電磁制動の解析に関しても等価回路が有効であることを示す。

しかし、電圧駆動では感度がコイルの抵抗に反比例し、温度でコイルの抵抗値が大幅に変化する。このため短絡制動は高精度な位置制御に適していない。

そこで、アクチュエータをコンデンサで短絡する容量制動を提案し、その周波数応答と制動およびコイルの抵抗による感度の依存性を検討する⁽⁴⁵⁾。

また、VTRに使用するダイナミックトラッキング用アクチュエータの場合は、ヘッドとテープの摩擦による制動がある。この制動についても検討を加え、短絡制動に近い効果があることを、等価回路と実験の両面から確認する。

第4章 可動コイル型アクチュエータにおける駆動の考察

容量制動では周波数特性が低下するので等化が必要であり、これを実現する回路を示す。また、等化特性を持ち容量制動と同等の効果を持つ、電圧電流複合帰還増幅回路を示す。

さらに、これらの回路について解析と実験結果の一致を確認する⁽³⁸⁾⁽³⁹⁾。

第5章 ダイナミックトラッキングの考察

ダイナミックトラッキングは、駆動電圧とヘッド出力の相関と周期性を利用して行なう。信号処理の分野では周期信号の相関に適応して処理を切り替える適応処理が使われている⁽⁴⁶⁾⁽⁴⁷⁾。そこで、適応処理の応用を検討する。

ノイズレス高速再生は、可動コイル型アクチュエータによりヘッドの変位をトラックの傾斜に追従させて実現する。駆動波形は30Hzの三角波であり、等価回路と駆動回路の考察をもとに駆動波形の機械共振への影響を示し、この駆動波形でノイズレス高速再生を行なうシステム構成とアルゴリズムを示す。また、ダイナミックトラッキングの効果を実験で確認する。

さらに、トラック曲がりに追従するトラッキングに関しても、等価回路と制動および駆動回路の考察から実現の可能性を予測し、システム構成とアルゴリズムを示し、実験でその効果を確認する⁽³⁹⁾⁽⁴³⁾。

第6章 結論

本研究の成果の概要を総括し、今後の研究課題について示す。

参考文献

- (1)加代：“VTRの規格(Ⅲ)－民生用(1)－”，テレビジョン学会誌，Vol.45, No.4, pp.527～530(1991).
- (2)大場：“VTRの動向”，テレビジョン学会誌，Vol.45, No.12, pp.1527～1533(1991).
- (3)加代：“VTRの規格(Ⅲ)－民生用(2)－”，テレビジョン学会誌，Vol.45, No.5, pp.633～636(1991).
- (4)小島：“磁気記録再生装置”，特許公報，昭63-5812(1988).
- (5)松谷，大西，石田，小島：“インターリーブ回路の一検討”，昭和62年電気関係学会関西支部連合大会講演論文集，G407(1987).
- (6)山光：“画像情報記録技術の将来”，テレビジョン学会誌，Vol.46, No.10, pp.1222～1229(1992).
- (7)長沢，横山，井戸，石田：“高密度デジタル記録のためのダイナミックトラッキング制御システム”，テレビジョン学会誌，Vol.46, No.3, pp.331～340(1992).
- (8)糸賀，三橋，小島：“テレビジョン信号磁気記録装置”，公開特許公報，昭54-57827(1979).
- (9)糸賀，三橋，小島：“テレビジョン信号記録再生装置”，特許公報，昭59-16345(1984).
- (10)K. Sagara; M. Kojima: “Video-Wiedergabegerät”, Patentschrift, DE 3243889 C2(1985).
- (11)K. Sagara and M. Kojima: “VIDEO REPRODUCING APPARATUS”, United States Patent, 4,532,555(1985).

- (12)戸室，佐藤，出田，福山，小島：“VTR用大規模信号系リニアIC”，三菱電機技報，Vol.56, No.9, pp.667～671(1982).
- (13)佐野，小島：“磁気記録再生装置”，実用新案公報，昭63-4271(1988).
- (14)佐野，小島：“モード判別装置”，特許公報，平4-35820(1992).
- (15)小島：“ビデオテープレコーダ”，公開特許公報，昭63-51781(1988).
- (16)小島：“磁気記録再生装置”，実用新案公報，昭62-33(1987).
- (17)N. Azuma, K. Mohri and E. Funaki: “Microprocessor Controlled Variable Play-back Speed System for Video Tape Recorder”, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.26, Feb., pp.121～128(1980).
- (18)中島，正田，三橋，小島，宮後：“電子制御方式ビデオカセットレコーダ”，三菱電機技報，Vol.54, No.6, pp.439～443(1980).
- (19)相良，小島：“垂直同期信号発生回路”，公開実用新案公報，昭53-83881(1983).
- (20)相良，小島：“擬似垂直同期信号発生回路”，実用新案公報，平3-49504(1991).
- (21)M. Kojima; M. Hayakawa: “Magnetisches Videowiedergabegerät”, Patentschrift, DE 3442040 C2(1988).
- (22)M. Kojima and M. Hayakawa: “VIDEO SIGNAL REPRODUCTION APPARATUS AND METHOD HAVING NOISE REDUCTION FOR FAST VIDEO REPRODUCTION”, United States Patent, 4,686,584(1988).
- (23)Y. Takata and Y. Nakajima: “New Technology in 1987 VCRs”, Mitsubishi Electric ADVANCE, Vol.49, Mar., pp.6～9(1987).
- (24)M. Murakami; M. Kojima: “Digitalverarbeitungsschaltung für ein Videosignal”, Patentschrift, DE 3501559 C2(1988).

- (25) M. Murakami and M. Kojima: "Digital encoding of video signals", UK Patent Application, GB 2153623 A(1985).
- (26) 出口, 井方, 小林: "ノイズレス可変速再生方式, 昭和61年 電気関係学会関西支部連合大会講演論文集, G368(1986).
- (27) 小島, 渡部: "磁気記録再生装置", 特許公報, 昭62-39494(1987).
- (28) 成田, 山下, 三木: "スタンダード、スチル、スローモーション再生画像用の4ヘッドVTR", Sanyo Technical Review, Vol.13, No.2, pp.3~7(1981).
- (29) 小島: "信号書替え装置", 公開特許公報, 昭55-153184(1980).
- (30) 芹沢, 小島: "磁気記録再生装置", 公開特許公報, 昭59-113543(1984).
- (31) 吉弘, 永井: "業務用VTR", テレビジョン学会誌, Vol.44, No.9, pp.1162~1166(1990).
- (32) 小林, 富田, 山田, 松本: "圧電素子を用いた可変速再生VTR", National Technical Report Vol.28, No.3, pp.39~47(1982).
- (33) Y. Doyama, K. Kubo and K. Yamada: "Head Actuator Servo for VTR Using Four Frequency Pilot Signals", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.32, No.3, pp.388~397(1986).
- (34) 林, 牧野, 岩田: "ダイナミックトラッキング用磁気ヘッド", NEC技報, Vol.39, No.11, pp.102~105(1986).
- (35) 小島, 塚原, 増田, 岡田, 北澤, 佐野: "VTRのオートトラッキング技術", 三菱電機技報, Vol.64, No.8, pp.631~634(1990).
- (36) M. Kojima and M. Watanabe: "The New Technology of the HS-U82 VCR", Mitsubishi Electric ADVANCE, Vol.52, Sep., pp.3~5(1990).

- (37) M. Kodama, A. Sano, M. Kojima: "Videorekorder-Kopftrommel mit positionierbaren Magnetköpfen", Patentschrift, DE 3829050 C2(1993).
- (38) M. Kojima, H. Takahashi and E. Shimizu: "Frequency Response of a Moving-coil Actuator driven by a Circuit having Voltage and Current Feedback", Memoirs of the Faculty of Engineering, Osaka City University, Vol.34, pp.1~7(1993).
- (39) 小島, 児玉, 高橋, 志水: "電圧電流複合帰還増幅器による可動コイル式アクチュエータの駆動", システム制御情報学会論文誌, Vol.7, No.6, pp.27~33(1994).
- (40) 古石, 中津, 金川, 岡田: "VTRヘッド可動用超小形アクチュエータ", 第3回電磁力関連のダイナミックスシンポジウム講演論文集, pp.525~528(1991).
- (41) 中津, 古石: "VTRのヘッド可動用小形アクチュエータの制振制御", テレビジョン学会誌, Vol.45, No.12, pp.1597~1599(1991).
- (42) 大月: "民生用VTRのDTF方式開発", テレビジョン学会技術報告, VIR92-49, pp.7~12(1992).
- (43) M. Kojima, K. Hatanaka and S. Kawabe: "Dynamic Tracking System using Moving Coil Actuators for a Consumer VCR", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.40, No.4, pp.969~975(1994).
- (44) 小島, 児玉: "可動コイル式アクチュエータの等価回路と応答", 電気学会論文誌, Vol.113-C, No.10, pp.766~771(1993).
- (45) 小島, 児玉: "コンデンサで制動された可動コイル式アクチュエータの周波数応答", 電気学会論文誌, Vol.114-D, No.7/8, pp.728~733(1994).
- (46) 小島: "適応形2ライン楕形フィルタによる2次元YC分離の一方式", 1991年テレビジョン学会年次大会講演論文集, 24-1(1991).

(47)小島：“適応形フィルタの一設計法とその2次元Y C分離への応用”，
1992年電子情報通信学会春季大会講演論文集，A39(1992)。

第2章 可動コイル型アクチュエータ における等価回路の考察

第1節 緒言

この章では、可動コイル型アクチュエータの等価回路を導き、電流感度と電圧感度および入力インピーダンスの関係を明らかにするとともに、回路解析プログラムで制動や応答および駆動回路の検討が可能になることを示す⁽¹⁾。

可動コイル型アクチュエータは、ビデオテープレコーダ用映像ヘッドや光ディスク用ピックアップの高精度位置制御に応用が広がりつつある^{(2)~(10)}。これらのアクチュエータの運動には、Q値の大きい機械共振が伴っている^{(11)~(15)}、制動が不可欠となる。制動や応答は、アクチュエータをモデル化して解析されており、アクチュエータを表す簡便なモデルとして伝達関数モデルが使われている。多くは、電流感度モデルが使われ^{(15)~(20)}、一部には電圧感度モデルも使われている⁽²¹⁾⁽²²⁾。

しかし、これらの伝達関数モデルは入力インピーダンスが無限大として取り扱われる。したがって、アクチュエータに流れる電流を帰還する場合や、有限の信号源インピーダンスで駆動するときの解析が不十分になる。ところが、電流感度モデルと電圧感度モデルの関係や入力インピーダンスは、あまり検討されているとはいえない。これらを明らかにすることは、駆動回路と、制動や応答の相互関係および制御の動作を解析をするうえで非常に重要である。

すなわち、アクチュエータの伝達関数だけでなく、入力インピーダンスも表すモデルとして、等価回路が必要である。そこで、コイルの変位に着目した等価回路を提案する。この等価回路を使って応答を解析し、入力インピーダンスおよび電流感度と電圧感度における周波数応答のピーク値相互間の関係と、機械共振のQ値との関係を明らかにして、これらのピーク値を入力インピーダンスから求める。さらに、この等価回路を使って、ステップ応答についても考察をする。

次に、ビデオテープレコーダ用可動コイル型ヘッドアクチュエータの応答を測定して、機械的定数および電磁氣的定数から求めた特性を比較し、本提案の等価回路の有効性を確認する。等価回路を使って応答などの解析をするにはパラメータを定める必要がある。そこで、ピーク値に関して明らかにした相互間の関係を使うと、等価回路のパラメータは低周波電流感度と入力インピーダンスの測定だけで定めることができ、等価回路による応答解析などが容易に実施できることを示す。さらに回路解析プログラム(S P I C E)によるシミュレーションを行なって、共振周波数付近までは実験結果とよく一致し、提案の等価回路が有効であることを示す。

しかし、共振周波数以上の領域では、感度の周波数応答における位相が実験とシミュレーションで相違が大きい。そこで、アクチュエータのコイルとヘッドに介在する腕の伝達関数を求め、等価回路化して実験との一致を確認する。

以上により、低周波から共振周波数の3倍程度までの応答に関して、適用が可能な等価回路を明らかにしている。

第2節 アクチュエータの構造と動作

VHS規格VTRのダイナミックトラッキングに使用する可動コイル型アクチュエータの構造を示した。アクチュエータは回転ドラムに装着されて、磁気ヘッドに変位を与える。ヘッドは磁気テープ上の映像トラックに追従するように位置制御されることによって、高速再生や曲ったトラックの再生の場合においても、ノイズを取り除くことができる。

2. 1 アクチュエータの構造

可動コイル型アクチュエータの一例を図2. 1に示す。ビデオテープレコーダの磁気ヘッドの位置制御用に開発した^(2,3)。図2. 2が内部の構造であり、スピーカのボイスコイルに類似している。磁路を構成するため、アクチュエータの中心軸上に、2個の磁石でポールピースを挟み同極対向配置をした。またヨークは空隙を残してポールピースの外周面に配置され、磁石の周囲を覆っている。磁束はポールピースとヨーク面で上下対称になり、この磁路構成で、空隙磁束密度の増加と一様化、および漏洩磁束の低減化が達成されている。

ジンバルばねは、ベリリウム銅製であり上下2枚ある。下側ジンバルばねを図2. 3に示した。いずれも外周はヨークに挟まれており、内周は円筒形のボビンを挟んで接着されている。コイルはボビンの外周に巻かれているので、ジンバルばねで支えられて可動となっており、共振周波数が約300Hzの機械共振系を形成している。またコイルは、ボビンの外周に設けられているFPC (Flexible Print Circuit)を通して通電されると、磁界中を上下運動して、ジンバルばねの腕の先に接着されたヘッドの位置制御を行なう。このようにして、ヘッドは磁気テープ上のトラックに追従可能で、約 $\pm 410 \mu\text{m}$ の幅で直線性が確保でき、ダイナミックトラッキング動作ができる。

2. 2 アクチュエータの動作

アクチュエータは回転ドラムに装着されて、映像フレーム周波数である30Hzで回転する。コイルはドラムに同期した波形で駆動され、磁気テープと磁気ヘッドはドラムの半回転の期間接しながら変位するが、残りの半回転の期間に次のヘッドとテープの接触位置に復帰することになる。

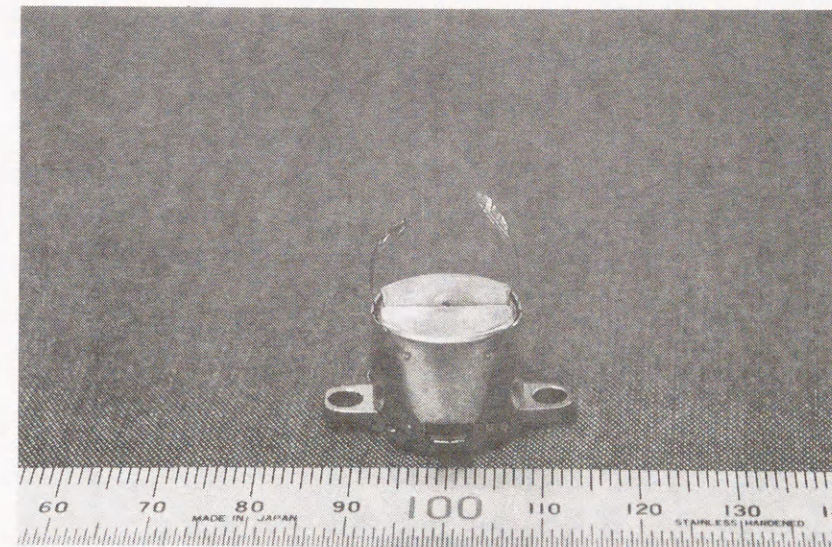


図2. 1 アクチュエータの外観

Fig. 2.1 Out view of an actuator.

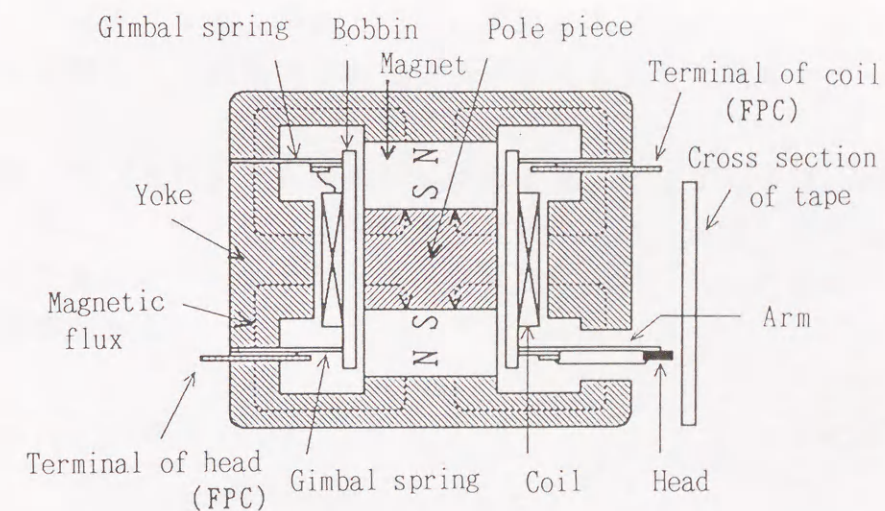


図2. 2 アクチュエータの断面

Fig. 2.2 Cross-sectional view of the actuator.

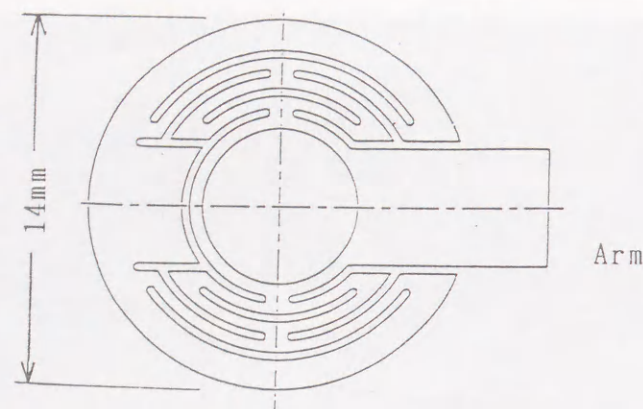


図 2. 3 下側ジンバルばね
Fig. 2.3 The lower gimbal spring.

図 2. 4 は、アクチュエータのドラム上における、装着状態を示している。これは底面図であり、表返して図 2. 5 のように下側のドラムと組み合わせられて、ドラム機構が構成されている。上側は回転ドラムであり、下側は固定ドラムである。

ドラム機構にはテープが斜めに半周巻きつき、ドラムと共にヘッドが回転することによって、テープの上に斜めの映像トラックを形成する。

図 2. 6 にドラムとテープの位置関係を図示した。ヘッドはテープの下から斜め上に回転して記録をするが、その間にテープは左に走行するので、一点鎖線で示したトラックを形成する。ドラムの直径は 62 mm であり、またテープ速度は、標準モードでは 3.335 cm/s である。

図 2. 7 は、テープ上のヘッドの軌跡を表している。1 本のトラックにはドラム半回転つまり 1 フィールドの映像が記録される。次の半回転では、反対側のヘッドが次のフィールドの映像を記録する。従って、ドラム 1 回転で 1 フレームの映像が、フィールド別に 2 本のトラックに記録される。

m はトラック番号を表しているが、1 番のトラックを通常で再生するとき、ヘッドは記録されたトラック上を追従することができる。しかし、再生速度を N_p 倍速にすると、ヘッドの走査は 1 番のトラックから開始しても、走査が終了する 1 フィールド後にはトラックは N_p 番に進んでいる。ヘッドがトラックからはずれて次のトラックを再生する過渡期間には、ヘッドの出力が低下して S/N が悪くなる。画面上では、横線状のノイズバーとなり見苦しく、かつ上下に移動したり振動するので、長い注視をすると苦痛であって、検索を阻害している。

ところが、ヘッドの走査を開始してから走査が終了するまで、同じトラックを追従させると、ノイズレス高速再生が可能になる。そのためには、走査を開始してから走査が終わるまでに、テープ速度に見合った次の量のヘッド変位幅を与える必要がある。

$$y_T = (1 - N_p) T \quad \dots (2.1)$$

ここで、 y_T はヘッドの変位幅、 T はトラック幅を示す。標準モードの場合にはトラック幅は 58 μm である。従って、実用的な高速再生速度である逆 5 倍速を得るためには、348 μm の変位幅が必要である。このヘッドの変位幅は、可動コイル型アクチュエータでは可能であり実用化されている⁽²⁴⁾。

また、曲ったトラックを直線で走査すると、トラックとヘッドの位置がずれるに従って、ヘッドの出力が低下し S/N が悪くなる。画面上では高速再生と同様に、横帯状に S/N が低下する。

特にトラック幅が狭く $19\ \mu\text{m}$ となる3倍モードでは、トラックとヘッドの位置ずれの影響が大きく表れ、ヘッド幅を狭くするとその影響はさらに顕著になる。しかしトラック幅に等しい $19\ \mu\text{m}$ の幅のヘッドを使うと、クロストークをへらすことができ S/N が改善される報告もある⁽²⁵⁾。

これを両立するには、アクチュエータで $19\ \mu\text{m}$ 幅のヘッドを変位させてトラックに追従させることが有効である。つまり互換性の確保と、 S/N 改善の双方が実現できることになる⁽⁹⁾。

トラックの曲がりの大きさは、S-VHS規格の目標値で $7\ \mu\text{m}$ 以下と設定されている⁽²⁵⁾。記録機の曲がりと再生機の曲がりが逆方向ならば、両トラック間のずれは $14\ \mu\text{m}_{p-p}$ に達する。従って、トラックの曲がりに追従するための追従可能幅は $14\ \mu\text{m}$ 以上あることが望ましい。

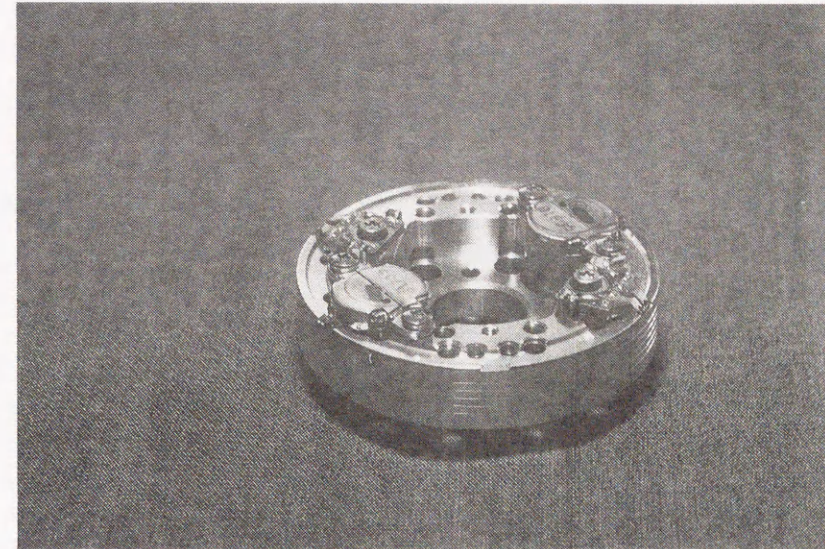


図2.4 アクチュエータを装着した回転ドラムの底面
Fig. 2.4 Bottom view of a rotary drum with actuators.

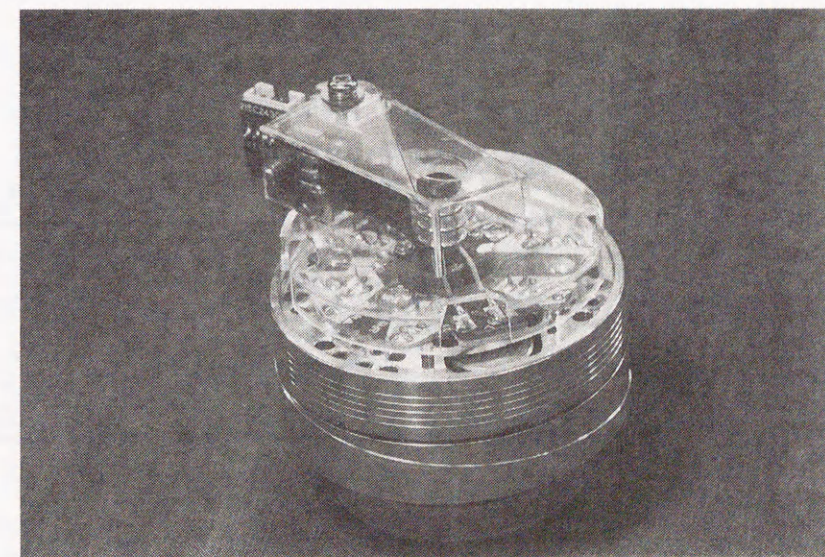


図2.5 ドラム機構の外観
Fig. 2.5 Out view of a drum assembly.

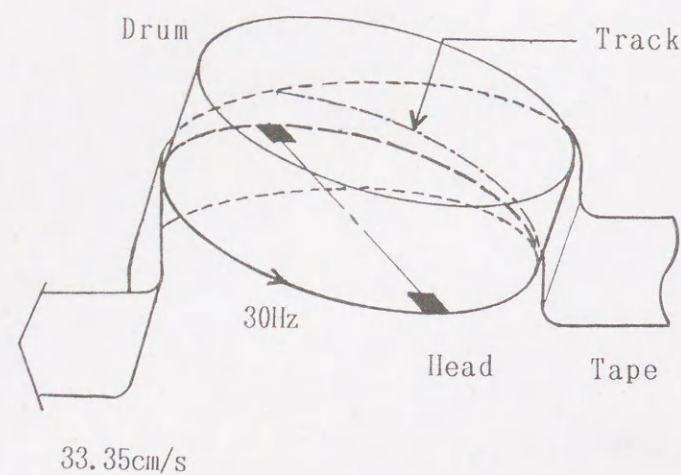


図 2.6 回転ドラムと磁気テープ
Fig. 2.6 The rotary drum and a magnetic tape.

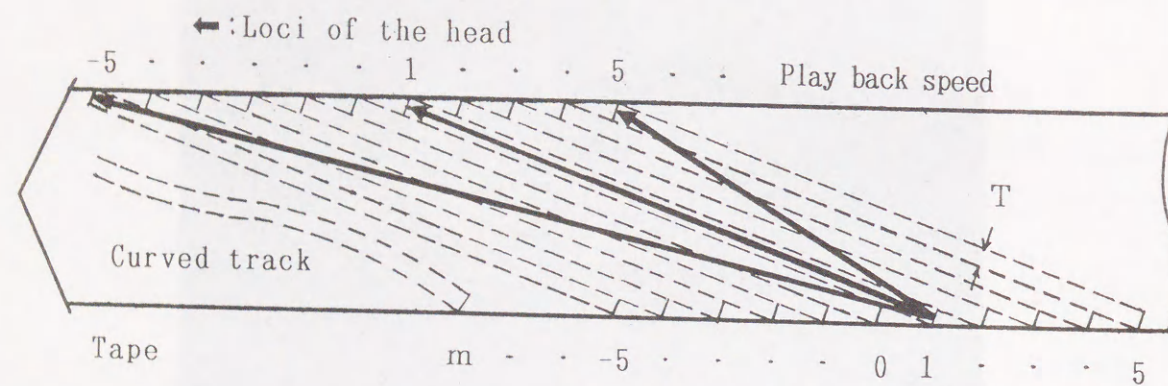


図 2.7 磁気テープ上のヘッド軌跡
Fig. 2.7 Loci of the head on the magnetic tape.

第3節 アクチュエータの等価回路

可動コイルの運動方程式、コイルの電流による電磁力、コイルの運動による逆起電力から、アクチュエータの電気機械変換特性を求め、Fマトリクス化して等価回路を導く⁽¹⁾。

3.1 基本動作

図 2.8 のアクチュエータの機械モデルを使って、コイルの変位 y_c に関し運動方程式をたてる。

$$M \frac{d^2 y_c}{d t^2} + D \frac{d y_c}{d t} + K y_c = f - f_L \quad \dots (2.2)$$

f は、コイルに流れる電流 i による電磁力である。

$$f = B L i \quad \dots (2.3)$$

コイルには起電力 e_A が発生し、次式で示される。

$$e_A = B L \frac{d y_c}{d t} \quad \dots (2.4)$$

ここで、 f_L は機械負荷力、 M は可動部質量、 D は粘性減衰係数、 K はばね定数、 B は磁束密度、 L はコイルの電線長である。

3.2 等価回路の導出

(2.2) 式～(2.4) 式を速度 v で表しラプラス変換して、Fマトリクス化する。

電気機械変換を表す (2.3) 式、(2.4) 式から次式を得る。

$$\begin{bmatrix} E_A \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B L & 0 \\ 0 & 1 / B L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ F \end{bmatrix} \quad \dots (2.5)$$

これは $B L$ 対 1 のトランスを表している。(2.5) 式の速度 V と電磁力 F は (2.2) 式から次のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} V \\ F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_M & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ F_L \end{bmatrix} \quad \dots (2.6)$$

$$Y_M = Ms + D + K/s \quad \dots (2.7)$$

(2.7)式は、容量 M 、抵抗 $1/D$ 、インダクタンス $1/K$ の並列共振回路で表すことができる。つまり Y_M は機械共振アドミッタンスを表している。

またアクチュエータの入力端子間の電圧 E は、コイルのインピーダンス Z_c の電圧降下と起電力 E_A の和であって、次のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} E \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_c \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_A \\ I \end{bmatrix} \quad \dots (2.8)$$

(2.8)式、(2.5)式、(2.6)式から(2.9)式を得る。

$$\begin{bmatrix} E \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_c \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} BL & 0 \\ 0 & 1/BL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_M & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ F_L \end{bmatrix} \quad \dots (2.9)$$

(2.9)式は、(2.8)式、(2.5)式、(2.6)式が表す4端子網を縦続接続して表すことができる。従って、図2.9に示した基本等価回路を得る。図2.9はアクチュエータに電圧 e をかけると電流 i が流れ、出力は電圧に対応した速度 v と、電流に対応した力 f_L となることを示している。

ここで、 Z は入力インピーダンス、 R_c はコイルの抵抗、 L_c はコイルのインダクタンス、 Z_L は機械負荷インピーダンスである。

3.3 単純化等価回路

応答や制御の解析での動作把握を容易にするため、等価回路を単純化する。まず、機械的に無負荷とする。負荷を考慮するときは、機械共振アドミッタンス Y_M に繰り込む。

更に、 $BL:1$ のトランスの2次側を1次側へ変換し入力インピーダンス Z の把握を容易にする。

また、 $R_c \gg \omega L_c$ として L_c を無視する。

次に、等価回路の出力を変位 y_c で表す。アクチュエータは位置制御用であるから、出力は速度 v より変位の方が目的に合致している。変位 y_c は速度 v の積分であるから、インダクタンス $1/K$ に流れる電流で表される。

以上をまとめると、図2.10に提案する等価回路が得られる⁽¹¹⁾。機械共振は入力端子から見たとき、制動抵抗 R_A 、コイル L_A 、コンデンサ C_A で構成される並列共振回路に変換されている。また変位 y_c をコイル L_A に流れる電流の G 倍とし、共振角周波数を ω_A 、共振の Q 値を Q_A とすると、図2.10の等価回路のパラメータは、次の式で表される。

$$\omega_A^2 = \frac{K}{M} \quad \dots (2.10)$$

$$Q_A^2 = \frac{MK}{D^2} \quad \dots (2.11)$$

$$C_A = \frac{M}{B^2 L^2} = \frac{Q_A}{\omega_A R_A} \quad \dots (2.12)$$

$$L_A = \frac{B^2 L^2}{K} = \frac{R_A}{Q_A \omega_A} \quad \dots (2.13)$$

$$R_A = \frac{B^2 L^2}{D} \quad \dots (2.14)$$

$$G = \frac{BL}{K} \quad \dots (2.15)$$

また、図2.10は信号源 e_g を入力とする駆動回路で単純化等価回路を動作させる場合の構成を示している。

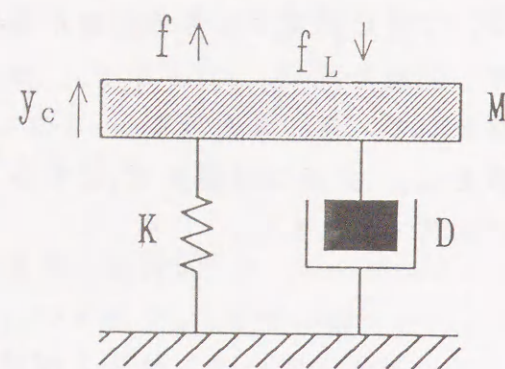


図 2. 8 アクチュエータの機械モデル
Fig. 2.8 Mechanical model of the actuator.

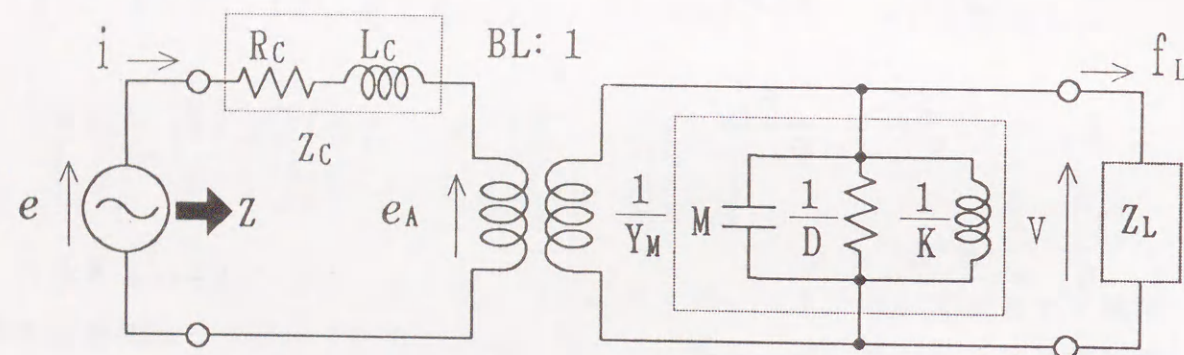


図 2. 9 基本等価回路
Fig. 2.9 Basic equivalent circuit.

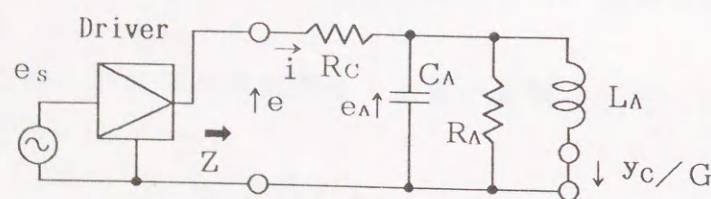


図 2. 10 単純化等価回路
Fig. 2.10 Simplified equivalent circuit.

第 4 節 応答の解析

可動コイル型アクチュエータの等価回路を使って、電流感度、電圧感度、入力インピーダンスおよび各々の周波数応答を求める。この結果から、電流感度の Q 値と電圧感度の Q 値は、入力インピーダンスの周波数応答から求められることを明らかにする⁽¹⁾⁽²⁾。

また等価回路によって、電流入力に対するステップ応答と電圧入力に対するステップ応答を解析する。

4. 1 周波数応答

可動コイル型アクチュエータの等価回路を、第 3 節で求めた。これにより、電流感度、電圧感度、入力インピーダンスおよび各々の周波数応答を求める。また電流感度の Q 値は、電圧感度の Q 値と入力インピーダンスのピーク値の積になることを示す⁽¹⁾⁽²⁾。

(1) 電流感度

アクチュエータの印加電流対コイルの変位の伝達関数を、図 2. 10 の単純化等価回路から求めると次式を得る。

$$\frac{Y_c}{I} = \frac{G}{1 + s / \omega_A Q_A + s^2 / \omega_A^2} \quad \dots (2. 16)$$

この Y_c / I は、電流感度を表している。その周波数応答は、2 次低域通過特性を示している。電流感度は、共振角周波数 ω_A で低周波感度 G に比べて、 Q_A 倍のピーク値を持つ。 Q_A は (2. 11) 式に示されているように、機械共振の Q 値に等しい。この様子を図 2. 11 (a) に示した。

(2) 電圧感度

アクチュエータの駆動電圧対変位の伝達関数を、図 2. 10 の単純化等価回路から求めると次式を得る。

$$\frac{Y_c}{E} = \frac{G / R_c}{1 + s / \omega_A Q_v + s^2 / \omega_A^2} \quad \dots (2. 17)$$

この Y_c / E は電圧感度を表している。その周波数応答も、2 次低域通過特性を示している。電圧感度は、共振角周波数 ω_A で低周波感度 G / R_c に比べて、 Q_v 倍のピーク値を持つ。この様子を図 2. 11 (b) に示した。

ここで、 Q_v は次のように表すことができる。

$$\frac{1}{Q_v} = \frac{1}{Q_A} + \frac{1}{Q_c} \quad \dots (2.18)$$

ここに Q_c はコイルの抵抗 R_c による Q 値を表しており、

$$Q_c = R_c / \omega_A L_A \quad \dots (2.19)$$

である。

さらに $R_A \gg R_c$ のとき、 Q_v は次の式で示されるように、ほとんど R_c で決定される。

$$Q_v \approx Q_c \quad \dots (2.20)$$

(3) インピーダンス

図 2.10 に示した単純化等価回路から、アクチュエータの入力インピーダンス Z を求める。 Z は、並列共振回路とコイルの抵抗が直列になっているので (2.20) 式のように表すことができる。

$$Z = R_c + \frac{s L_A}{1 + s / \omega_A Q_A + s^2 / \omega_A^2} \quad \dots (2.21)$$

これによると、 Z は最低値がコイルの抵抗で制限された共振特性であることが解る。いま正規化インピーダンス Z / R_c について、角周波数 ω_A での共振によるピーク値 P を求めると、次のように表すことができる。

$$\begin{aligned} P &= \frac{R_c + R_A}{R_c} \\ &= 1 + \frac{Q_A}{Q_c} \quad \dots (2.22) \end{aligned}$$

この様子を、図 2.11 (c) に示した。

また (2.22) 式と、(2.18) 式から次の関係式が成立する。

$$Q_A = Q_v P \quad \dots (2.23)$$

この関係を、図 2.11 (a) に示した。

さらに、 $R_A \gg R_c$ のとき Q_A は図 2.11 (c) に示したように、 -3 dB 帯域幅 ω_z により (2.24) 式で示される。

$$Q_A = \frac{\omega_A}{\omega_z} \quad \dots (2.24)$$

すなわち ω_A と ω_z および P が、入力インピーダンスから求めることができるので、 Q_v と Q_A も入力インピーダンスから求めることができる。

4.2 ステップ応答

電流入力に対するステップ応答、および電圧入力に対するステップ応答を解析する。

(1) 電流入力に対するステップ応答

アクチュエータにおける、電流対コイルの変位感度は、等価回路から求められ (2.16) 式で表されるように 2 次低域通過特性を持つ。このアクチュエータに振幅 I_w の電流ステップ入力を加えたとき、コイルの変位 y_c は次の微分方程式によって表すことができる。

$$\frac{1}{\omega_A^2} \frac{d^2 y_c}{dt^2} + \frac{1}{\omega_A Q_A} \frac{dy_c}{dt} + y_c = G I_w \quad \dots (2.25)$$

これを解くと、次のステップ応答を得る。

$$y_c(t) = y_{c0} + y_{cw} \left\{ 1 - \frac{\omega_A}{\omega_o} \exp \left(-\frac{\omega_A t}{Q_A} \right) \sin(\omega_o t + \theta) \right\} \quad \dots (2.26)$$

ここに、 y_{c0} はコイルの変位の初期値であり、 y_{cw} はコイルの変位のステップ幅 $G I_w$ を表す。 ω_o と θ は、次の式で表される。

$$\omega_o^2 = \omega_A^2 \left(1 - \frac{1}{2 Q_A^2} \right) \quad \dots (2.27)$$

$$\tan \theta = 2 Q_A \frac{\omega_o}{\omega_A} \quad \dots (2.28)$$

いま、 $2Q_A \gg 1$ の条件を満たすと、(2.26)式は(2.29)式のように簡略化される。

$$y_c(t) = y_{c0} + y_{cw} \left\{ 1 - \exp \left(-\frac{\omega_A t}{2Q_A} \right) \cos \omega_0 t \right\} \quad \dots (2.29)$$

この場合、オーバシュートが最大になるまでの時間 t_P と、オーバシュート h_P は、次式で表される。

$$t_P = \frac{1}{2f_A} \quad \dots (2.30)$$

$$h_P = \exp \left(-\frac{\pi}{2Q_A} \right) \quad \dots (2.31)$$

また、映像のフィールド周波数を f_v とすると、1フィールド後の残留エンベロープ振幅 h_v は、つぎのようになる。

$$h_v = \exp \left(-\frac{\omega_A}{2Q_A f_v} \right) \quad \dots (2.32)$$

図2.12は、初期値 y_{c0} を0とした場合のステップ応答を示している。

(2) 電圧入力に対するステップ応答

アクチュエータにおける、電圧対コイルの変位感度は、(2.17)式で表されるように2次低域通過特性を持つ。このアクチュエータに振幅 E_w の電圧ステップ入力を加えたとき、コイルの変位 y_c は(2.33)式の微分方程式によって表すことができる。

$$\frac{1}{\omega_A^2} \frac{d^2 y_c}{dt^2} + \frac{1}{\omega_A Q_v} \frac{dy_c}{dt} + y_c = \frac{GE_w}{R_c} \quad \dots (2.33)$$

電流入力に対するステップ応答を表す(2.25)式と、電圧入力に対するステップ応答を表す(2.33)式を比較すると、どちらも2次低域通過特性のステップ応答であるから、 Q_A を Q_v に置き換えて、 y_{cw} を次式にすることによって応答を求めることができる。

$$y_{cw} = \frac{GE_w}{R_c} \quad \dots (2.34)$$

すなわち、 $2Q_v \gg 1$ の条件を満たすと、ステップ応答は(2.35)式～(2.38)式で表すことができる。

$$y_c(t) = y_{c0} + y_{cw} \left\{ 1 - \exp \left(-\frac{\omega_A t}{2Q_v} \right) \cos \omega_0 t \right\} \quad \dots (2.35)$$

ここに、

$$\omega_0^2 = \omega_A^2 \left(1 - \frac{1}{2Q_v} \right) \quad \dots (2.36)$$

である。

オーバシュートが最大になるまでの時間 t_P は、電流入力に対する場合と同様に、 $1/2f_A$ である。また、オーバシュート h_P は、次式で表される。

$$h_P = \exp \left(-\frac{\pi}{2Q_v} \right) \quad \dots (2.37)$$

また、映像のフィールド周波数を f_v とすると、1フィールド後の残留エンベロープ振幅 h_v は、つぎのようになる。

$$h_v = \exp \left(-\frac{\omega_A}{2Q_v f_v} \right) \quad \dots (2.38)$$

ステップ応答波形も電流入力に対する場合と同様に、初期値 y_{c0} を0とした場合は図2.12のようになる。

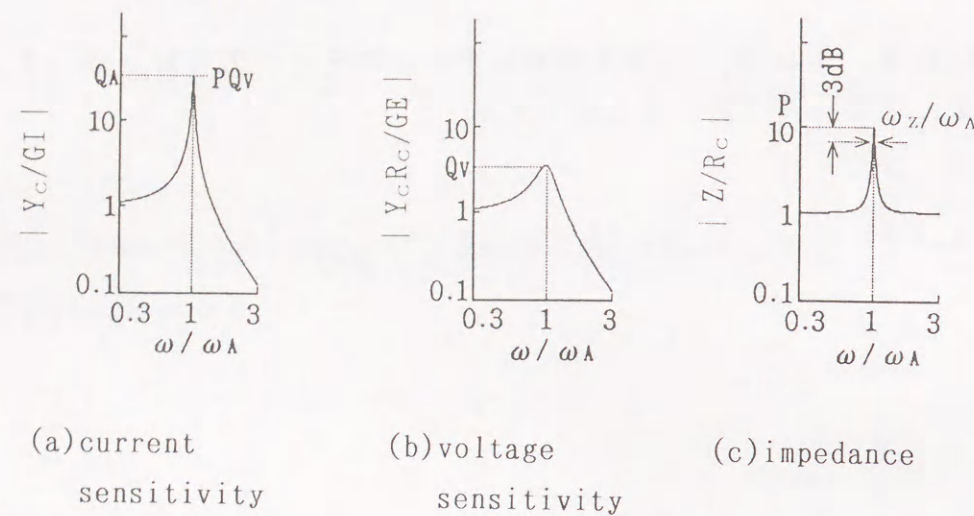


図 2. 1 1 周波数応答の比較
Fig. 2.11 Comparison between frequency responses.

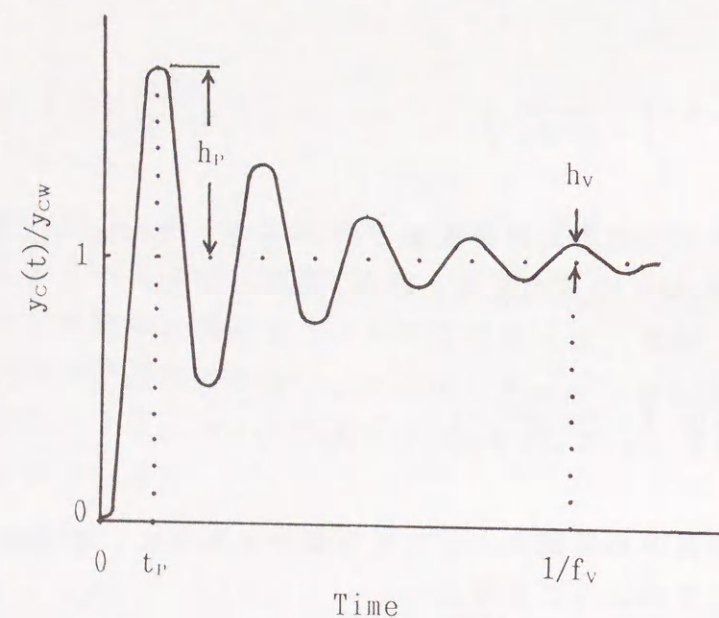


図 2. 1 2 ステップ応答の波形
Fig. 2.12 Wave form of step response.

第 5 節 実験結果および解析との比較

ビデオテープレコーダ用可動コイル式ヘッドアクチュエータの応答を測定し、機械的定数および電磁氣的定数から求めた特性を比較し、本提案の等価回路の有効性を確認する。等価回路を使って応答などの解析をするにはパラメータを定める必要がある。そこで、電流感度、電圧感度、入力インピーダンスの周波数応答のピーク値に関して、相互間の関係を検討する。この検討に基づき等価回路のパラメータは、直流電流感度と入力インピーダンスの測定だけで定めることができ、等価回路による応答解析などが容易に実施できることを示す。

さらに回路解析プログラム (S P I C E) によるシミュレーションを行なって、実験結果と比較する⁽¹⁾。また、ステップ応答についても実験結果と解析を比較検討する。

5. 1 実験方法

応答を測定するためのアクチュエータは、図 2. 1 に示したものを使用し、実験は図 2. 1 3 の構成で行なう。アクチュエータは、信号源の信号を増幅器を通して駆動し、ヘッドの変位は光学変位計により測定する。

(1) 直線性

測定は、アクチュエータの駆動電流と光学変位計の出力を直接観測することによって行なった。

(2) 周波数応答

電流感度、電圧感度、インピーダンスの周波数応答の測定が行なわれる。振幅周波数応答と位相周波数応答の解析は、高速フーリエ変換アナライザで行なわれ、駆動電圧、駆動電流、光学変位計の出力から必要な入力を選択される。

(3) ステップ応答

矩形波電流および矩形波電圧をアクチュエータに印加し、光学変位計の出力を直接観測している。

5. 2 測定結果

(1) 直線性

実験は、信号源 e_s として低周波発振器を使い、10 Hz で走引して行なった。直流ではコイルの発熱の影響を受けやすい。駆動は、制動抵抗 R_A より充分高い出力抵抗の電流帰還増幅器で増幅して、アクチュエータに印加する。測定は駆動電流と光学変位計の出力 (変位電圧変換出力) により行なった。

図 2. 1 4 は、直線性の測定結果である。変位が $\pm 300 \mu m$ の振幅によって直線性を確認した。その結果は、残留歪が 0.3%、非直線性は 1.6% であった。第 1 象限の感度が第 4 象限より高いことが、非直線性の要因である。

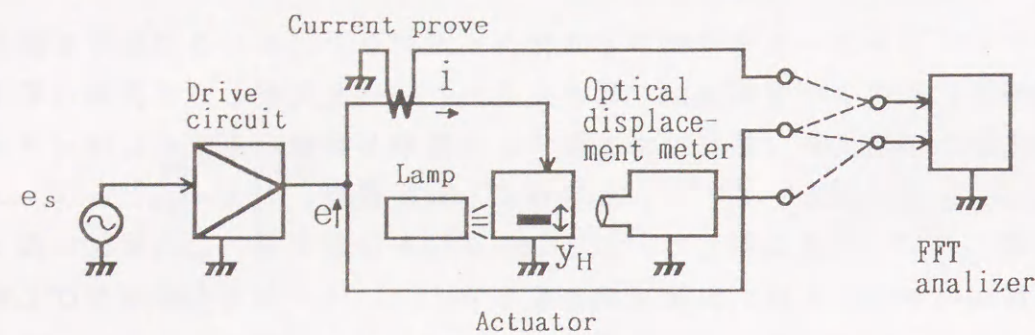


図 2. 1 3 アクチュエータの応答測定システム
Fig. 2.13 Experimental system for measuring responses of the actuator.

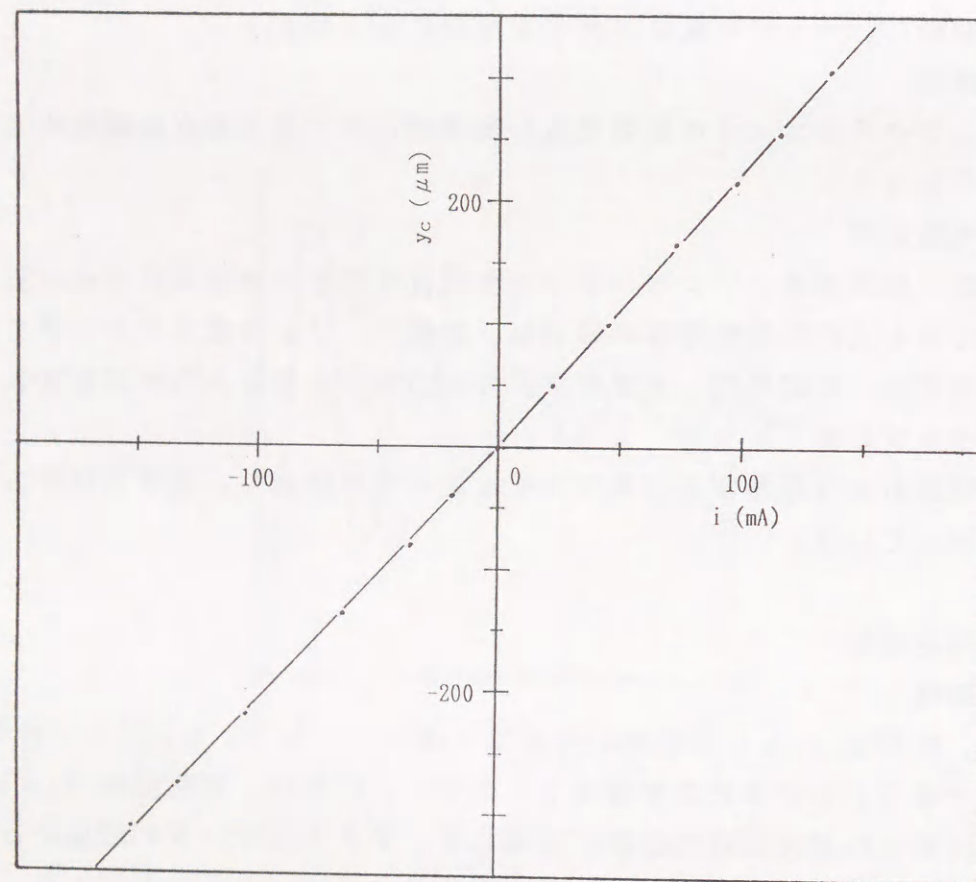


図 2. 1 4 アクチュエータの直線性
Fig. 2.4 Lineality of the actuator.

しかし、1章、第2節で述べた圧電型アクチュエータの例によると、 $80 \mu m_{p-p}$ の変位で、残留歪が7%、ヒステリシスが10%と報告されている。これに比べると著者が開発した可動コイル型アクチュエータは、直線性が非常に良好である。

実用上の必要速度である標準モードの5倍速の逆方向再生で、ノイズレス化を実現するためには $348 \mu m$ の振幅の駆動が必要である⁽²³⁾⁽²⁴⁾。この改良により、 $348 \mu m$ の振幅では、ヒステリシスは $0.5 \mu m$ 程度であり全く無視できる。また $348 \mu m$ の振幅に対する非直線性は $5.6 \mu m$ となりトラック幅の10%以下に過ぎない。この直線性の値は、標準モードの5倍速逆方向再生のダイナミックトラッキング制御が可能であることを示している。

(2) 周波数応答

電流感度は、正弦波発振器の出力を制動抵抗 R_A より充分高い出力抵抗の電流帰還増幅器で増幅し、アクチュエータに印加して行なった。ヘッドの変位は光学変位計により測定している。周波数応答はアクチュエータの駆動電流と光学変位計の出力(変位電圧変換出力)を高速フーリエ変換アナライザで解析して求めた。その結果を、図2.15に示す。

電圧感度は、正弦波発振器の出力をコイルの抵抗 R_c より充分低い出力抵抗の電圧帰還増幅器で増幅し、アクチュエータに印加して行なった。周波数応答はアクチュエータの駆動電圧と光学変位計の出力を高速フーリエ変換アナライザで解析して求めた。その結果を、図2.16に示す。

いずれの場合も、図2.11で示した2次低域通過特性を示している。またアクチュエータの駆動は、周波数が $10 Hz$ で変位が $200 \mu m_{p-p}$ になるように正弦波発振器の出力設定をした。光学変位計の出力のノイズレベルが約 $5 \mu m_{p-p}$ 相当であり、変位が低下する $1 kHz$ 付近の測定への影響を低減するための設定である。しかし共振周波数付近では、変位がダイナミックトラッキング可能範囲 $\pm 410 \mu m$ を越えないように出力設定を下けている。

インピーダンスの周波数応答は、アクチュエータの駆動電流と端子間電圧を高速フーリエ変換アナライザで解析して求めた。測定では電流駆動の場合と同様にして、正弦波発振器の出力設定を全周波数範囲で変更せずにできるよう、共振周波数における変位を $50 \mu m_{p-p}$ にした。

図2.17は入力インピーダンスの絶対値であり、図2.11(c)で示した、最低値が制限された並列共振の特長を示している。

(3) ステップ応答

VHS規格VTRの逆方向5倍速再生では、ドラム半回転の $1/60$ 秒間にヘッドに6トラック幅分 $348 \mu m$ の直線運動をさせる⁽²³⁾⁽²⁴⁾。次の半回転では、 $348 \mu m$ 復帰させ、かつ残留振幅を整定する必要がある。

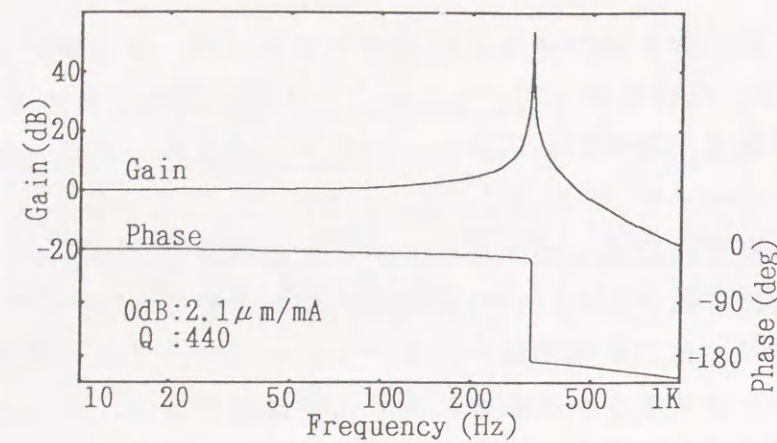


図 2. 15 電流感度の周波数応答

Fig. 2.15 Frequency response of current sensitivity.

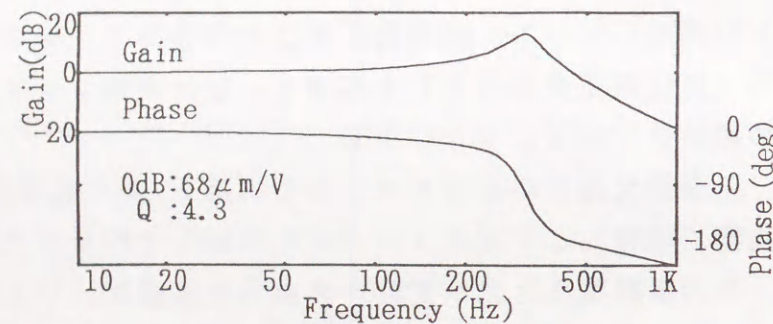


図 2. 16 電圧感度の周波数応答

Fig. 2.16 Frequency response of voltage sensitivity.

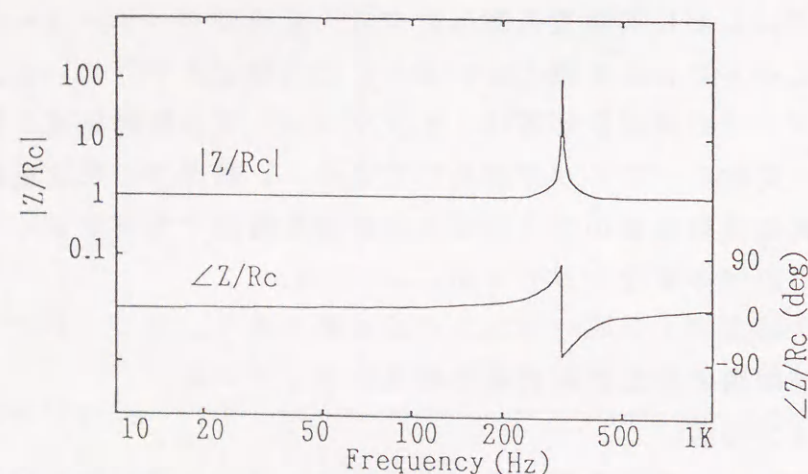


図 2. 17 入力インピーダンスの周波数応答

Fig. 2.17 Frequency response of input impedance.

このステップ応答を測定し図 2. 18 と図 2. 19 に示した。アクチュエータの駆動は、矩形波発生器を信号源とし、制動抵抗 R_A より充分高い出力抵抗の電流帰還増幅器、またはコイルの抵抗 R_C より充分低い出力抵抗の電圧帰還増幅器で増幅して行なった。測定は、光学変位計の出力を直接観測している。

表 2. 1 に、この測定での振動周波数 f_0 、ピーク時間 t_p 、オーバシュート h_p 、1 フィールド後の残留エンベロップ振幅 h_v を示した。 h_v の測定値は、(2. 32) 式、(2. 38) 式での計算とほぼ一致した。他の測定値も計算値はよく一致しており、等価回路の有効性が確認できた。また、 Q_A と Q_v の違いが振動の収束具合に大きく表れている。電流のステップ応答では 96% で制御不能であるが、電圧のステップ応答では 2.3% となり、トラック幅の 14% であるからトラッキング制御が可能であると考えられる。

(4) アクチュエータの各部仕様と特性の関係

表 2. 2 にアクチュエータの各部仕様を示し、アクチュエータの特性を計算して表 2. 3 で測定値と比較した。共振周波数、低周波感度、電圧駆動での Q 値が計算と実験で良く合致しており、この等価回路が電気機械変換の動作を良く表していると考えられる。

(5) 入力インピーダンスから求めた Q 値

電気的特性の測定により、機械的特性を予想できると簡便であり多数の測定をする製造や品質管理で有用になる。そこで、入力インピーダンスから Q 値を求めることを検討した。

電流感度の Q 値 Q_A と、電圧感度の Q 値 Q_v とともに、入力インピーダンスの応答から (2. 23) 式: $Q_A = P Q_v$ 、(2. 24) 式: $Q_A = \omega_A / \omega_z$ で計算できる。この値と、図 2. 15、図 2. 16 で示した測定値を、表 2. 4 で比較したが良く一致している。従って、入力インピーダンスから、 Q 値の予想が可能であることがわかった。また実際に、 Q_A 、入力インピーダンスのピーク値 P 、および Q_v の間に (2. 23) 式: $Q_A = P Q_v$ が成立していることが確認できた⁽¹⁾⁽²⁾。その結果、等価回路のパラメータは、直流電流感度と入力インピーダンスの測定だけで定めることができ、等価回路による応答解析などが容易に実施できる目処が立った。

5. 3 回路解析プログラムによる解析との比較

等価回路により、感度の周波数応答およびステップ応答を解析して、実験と比較している。感度の振幅周波数応答およびインピーダンスの周波数応答については、10 Hz から 1 kHz まで解析と実験との一致を確認する。また、ステップ応答も解析と実験の一致を確認する。さらに、感度における位相の周波数応答を、解析値と実験値で比較する。

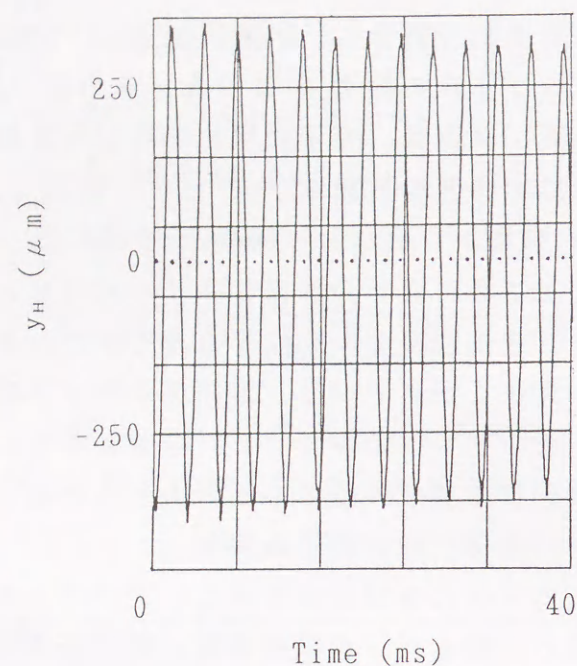


図 2. 1 8 電流感度のステップ応答
Fig. 2.18 Step response of current sensitivity

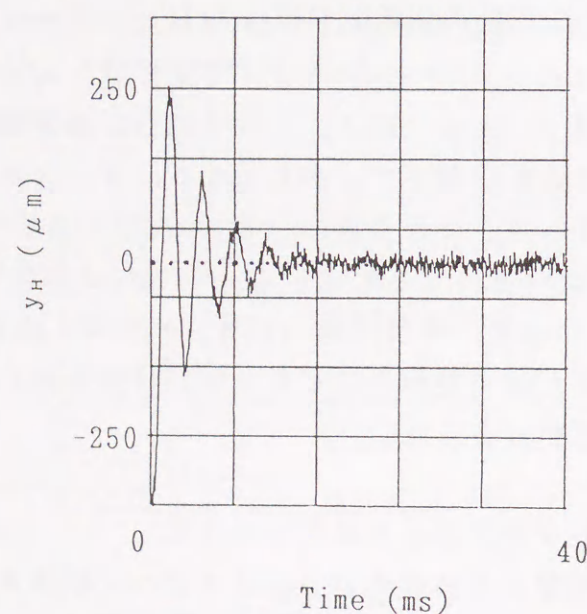


図 2. 1 9 電圧感度のステップ応答
Fig.2.19 Step response of voltage sensitivity.

表 2. 1 ステップ応答の特性値
Table 2.1 Parameters of step response.

		f_o (Hz)	t_p (ms)	h_p (%)	h_v (%)
Current step response	Calculated	320	1.56	100	96
	Measured	320	1.65	97	96
Voltage step response	Calculated	300	1.56	69	2.0
	Measured	310	1.65	67	2.3

表 2. 2 アクチュエータの仕様
Table 2.2 Specifications of the actuator.

M (Kg)	K (N/m)	B (T)	L (m)	R_G (Ω)
2.2×10^{-4}	860	0.53	3.3	31

表 2. 3 アクチュエータの特性
Table 2.3 Characteristics of the actuator.

	f_Δ (Hz)	G ($\mu\text{m}/\text{mA}$)	G/R_G ($\mu\text{m}/\text{V}$)	Q_v
Calculated	310	2.1	65	4.4
Measured	320	2.1	68	4.3

表 2. 4 ピーク値
Table 2.4 Peak values.

	Q_A	Q_V	P
Calculated	420	4.3	98
Measured	440	4.3	98

(1) 等価回路のパラメータ

等価回路を使うと、アクチュエータと駆動回路や制御回路を含めた動作解析が回路シミュレータで行うことができ、伝達関数から計算するより容易に便利になる。

そのためには図 2. 10 の等価回路のパラメータを決める必要がある。これはアクチュエータの定数を求めて計算するより、応答の測定値から求める方が簡単で整合性が良い。

表 2. 5 は、 f_A 、 G 、 Q_A 、 P の、測定値から求めた等価回路のパラメータである。このパラメータを使って電流感度、電圧感度、入力インピーダンスの周波数応答を、回路解析プログラム S P I C E を使ってシミュレーションを行った。

(2) 周波数応答

等価回路のパラメータを使って、電流感度と電圧感度および入力インピーダンスの周波数応答を、シミュレーションで求め、図 2. 20、図 2. 21、図 2. 22 に示した。これらのグラフは、コイルの変位の応答を表している。

実験値は、図 2. 15、図 2. 16、図 2. 17 のグラフに示したとおりであり、これらのグラフは、ヘッドの変位の応答を表している。比較結果では、電流感度と電圧感度の振幅周波数応答は、低周波と共振点だけでなく全域にわたって、シミュレーションと実験値が良い一致を示した。

また入力インピーダンスは、絶対値の周波数応答および位相の周波数応答とも、解析と実験がよく一致している。従って、コイルの動作は機械的電氣的に単純化等価回路で良く表されていると考えられる。

しかし、電圧感度と電流感度の位相は、共振周波数を越えると、シミュレーションと実験値の差が大きくなる⁽¹²⁾。これについては、コイルの変位とヘッドの変位に差があるとして次節で検討を加える。

(3) ステップ応答

ステップ応答も回路シミュレータで解析できる。表 2. 5 のパラメータを図 2. 10 の単純化等価回路に適用し、解析することにより、図 2. 23 に電流感度のステップ応答を得た。また、図 2. 24 には電圧感度のステップ応答を得た。

シミュレーションの結果は、ステップ応答の測定結果である図 2. 18 と図 2. 19 によく一致している。従って、簡略化等価回路でステップ応答も回路シミュレータにより解析できることがわかった。また、コイルの変位とヘッドの変位がほぼ一致することが確認できた。

表 2. 5 等価回路のパラメータ
Table 2.5 Parameters of the equivalent circuit.

R_C (Ω)	Q_A	C_A (μF)	R_A ($k\Omega$)	L_A (mH)	G ($\mu m/mA$)	f_A (Hz)
31	420	70	3.1	3.7	2.1	320

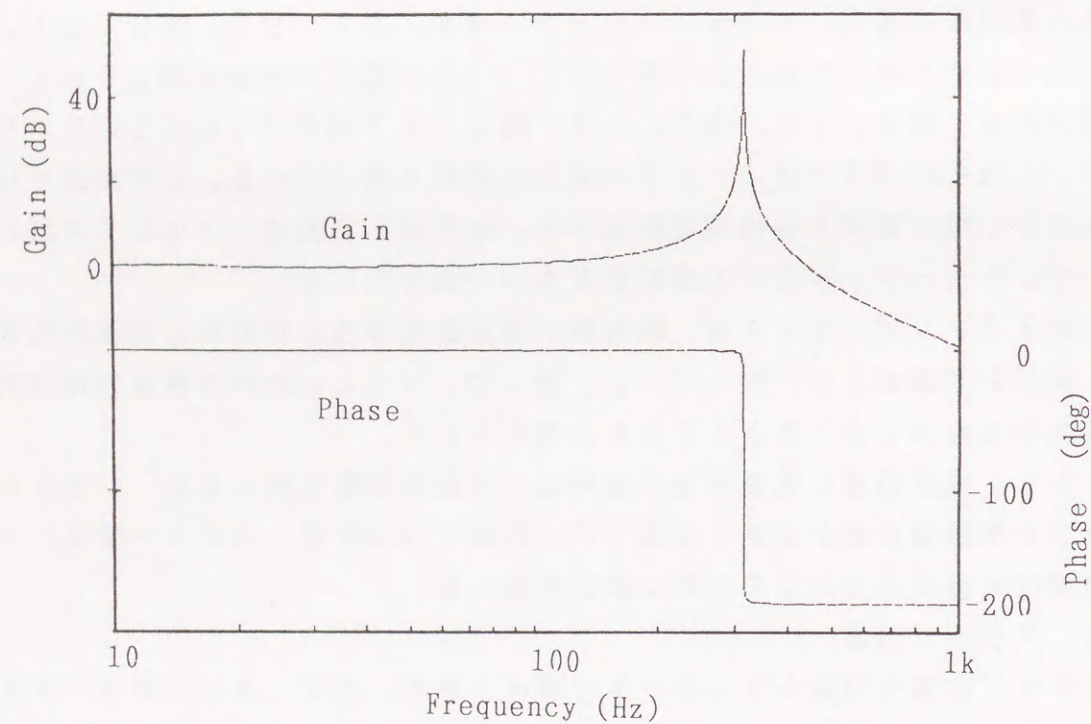


図 2. 2 0 電流感度のシミュレーションによる周波数応答
Fig. 2.20 Simulated frequency response of current sensitivity.

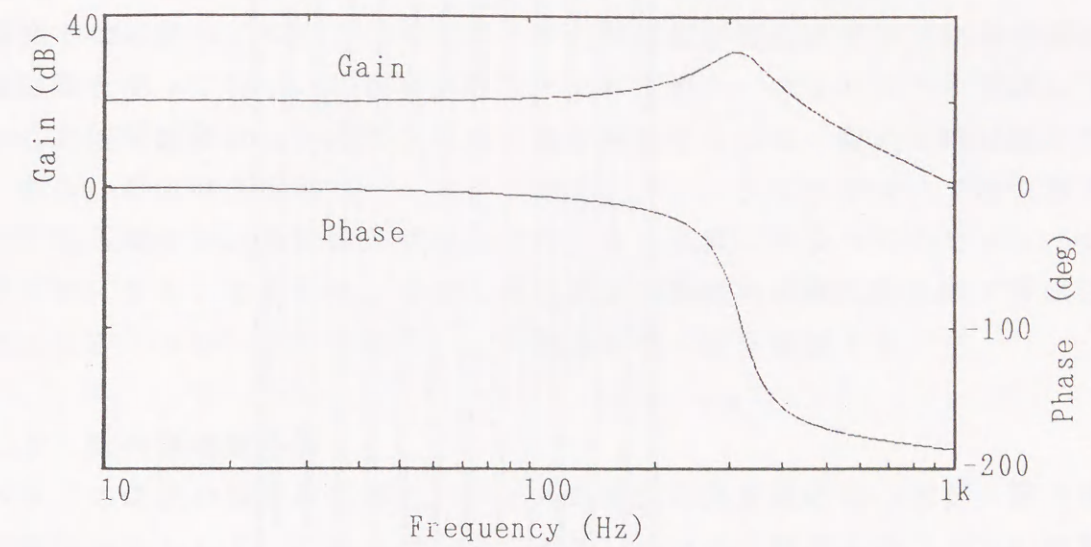


図 2. 2 1 電圧感度のシミュレーションによる周波数応答
Fig. 2.21 Simulated frequency response of voltage sensitivity.

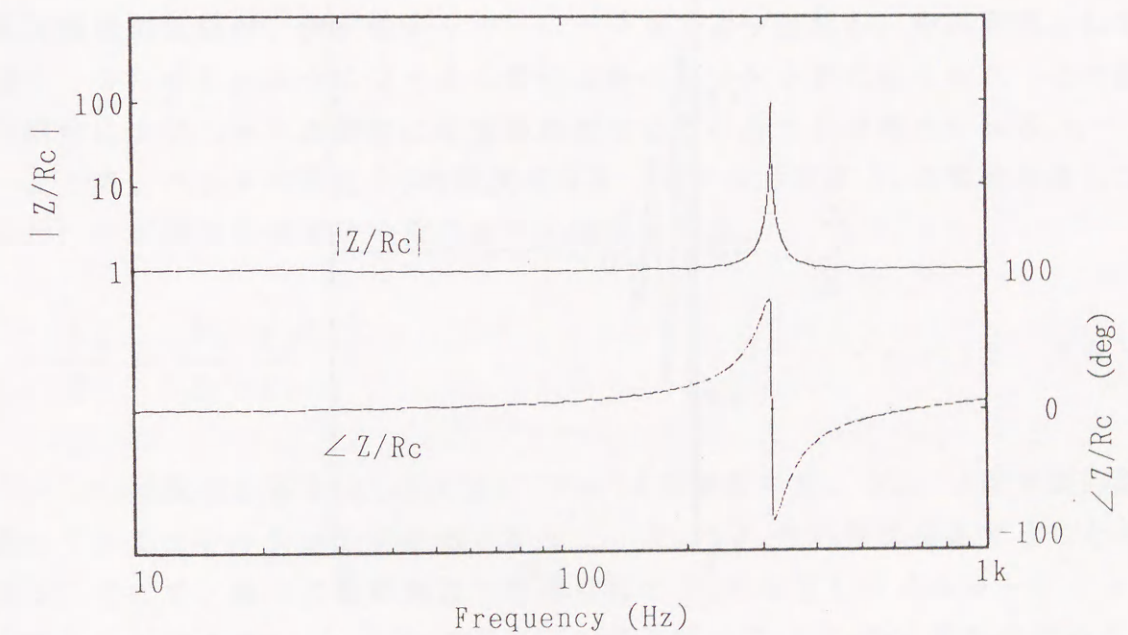


図 2. 2 2 入力インピーダンスのシミュレーションによる周波数応答
Fig. 2.22 Simulated frequency response of input impedance.

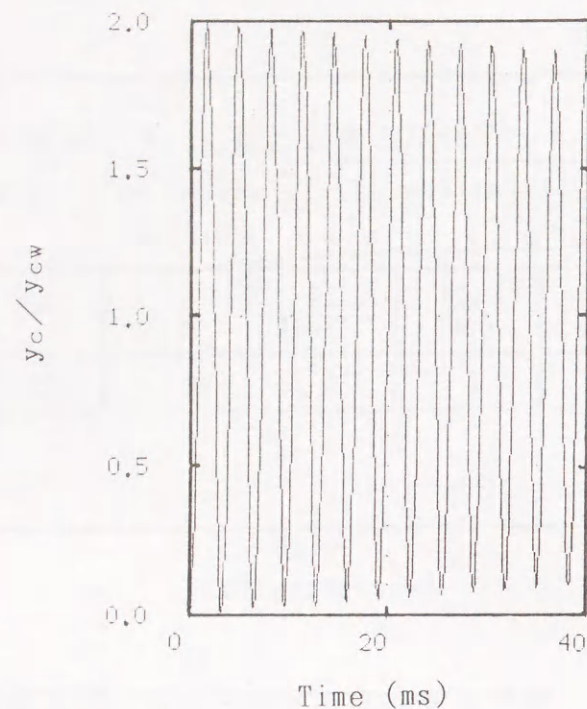


図 2. 2 3 電流感度のシミュレーションによる周波数応答
Fig. 2.23 Simulated step response of current sensitivity.

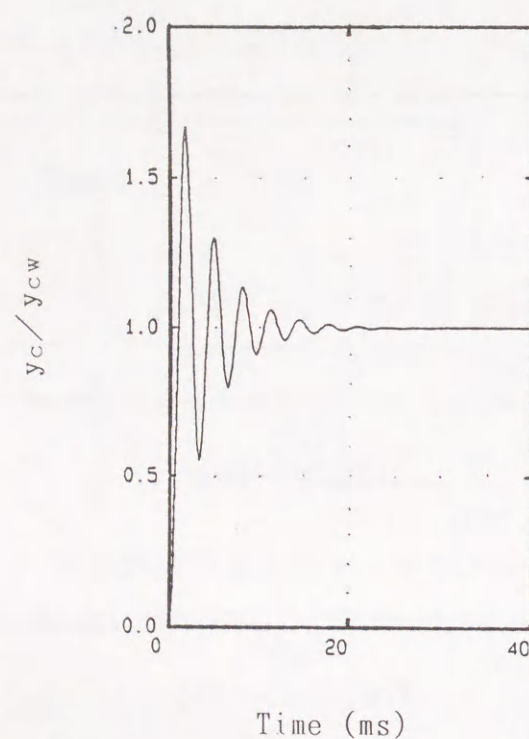


図 2. 2 4 電圧感度のシミュレーションによる周波数応答
Fig. 2.24 Simulated step response of voltage sensitivity.

第 6 節 腕の応答と等価回路

前節では可動コイル型アクチュエータの周波数応答とステップ応答の解析を等価回路を使って行い、共振周波数以下では実験と一致することを確認した。しかし共振周波数以上の応答を等価回路で解析するには、腕の等価回路化が必要である。これは全域通過フィルタで表せ、フィッティングカーブ法で諸元が定めることができ、低周波と共振点だけでなく全域にわたってシミュレーションが可能になることを示す。また、電圧感度の振幅周波数応答を腕の等価回路を使ってシミュレーションを行い、実験値との一致を確認する⁽²⁶⁾⁽²⁷⁾。

6. 1 腕の周波数応答

ヘッドの変位の周波数応答と、コイルの変位の周波数応答の差が、腕の周波数応答であるとして、これを明らかにする。ヘッドと腕およびコイルの位置関係は図 2. 2 に示されている。

簡略化等価回路から電流感度の位相をシミュレーションで求めると、共振周波数以上では実験値との差が大きくなる。第 5 節で駆動電流と光学変位計によるヘッドの変位測定値から周波数応答を測定して、図 2. 1 5 に実験値を示した。また、簡略化等価回路とそのパラメータを使用して、回路解析プログラム SPICE でシミュレーションを行ない、その結果を図 2. 2 0 に示した。

双方の比較の結果をまとめて図 2. 2 5 に表したが、共振周波数を越えると電流感度の位相は、測定値がシミュレーションより遅れる。その原因として、図 2. 2 に示したようにコイルの変位は腕によりヘッドに伝えられ、この腕の可倒性によりヘッドの変位に位相遅れが生じていることが考えられる。

そこで、ヘッドの変位 Y_H の電流感度を、コイルの変位 Y_C の電流感度とコイルとヘッド間の伝達関数の積で表すと次式を得る。

$$\frac{Y_H}{I} = \frac{Y_C}{I} \frac{Y_H}{Y_C} \quad \dots (2.39)$$

Y_H / Y_C は腕の応答を示している。 Y_H / I は測定でき、 Y_C / I は等価回路を使ってシミュレーションできる。従って、 Y_H / Y_C の応答は推定することができる。そこで、種々の駆動回路や制御回路で Y_C の応答をシミュレーションで求めることにより、 Y_H / Y_C の推定データを使って、 Y_H の応答を求めることができる。

コイルからヘッドまでの応答 Y_H / Y_C を、図 2. 2 5 により推定すると、振幅の変化が無く、位相が変化する全域通過特性となる。これを、図 2. 2 6 の黒丸で示した。

6. 2 腕の等価回路

コイルからヘッドまでの応答 Y_H / Y_C の推定結果から、等価回路を求めて、さらにこれを使ってヘッドの電圧感度の測定値とシミュレーションが一致することを示す。

Y_H / Y_C は図 2. 26 の黒丸で示したように、全域通過特性を示している。全域通過特性を示す最も簡単なフィルタは、双 1 次全域通過フィルタであり、この特性を h_a とすると、次式で表される。

$$h_a = \frac{1 - j\omega / \omega_a}{1 + j\omega / \omega_a} \quad \dots (2.40)$$

フィッティングカーブをするために、1 kHz で位相遅れを一致させると、遮断周波数 f_a は 2.98 kHz となる。この特性を図 2. 26 の実線で示した。黒丸の推定値とほぼ合致しているので、 Y_H / Y_C を表している伝達関数である h_a は、実用上双 1 次全域通過フィルタとして取り扱うことができる。

h_a を使って、アクチュエータの等価回路を表すと図 2. 27 となり、伝達関数 $G h_a$ は、電流入力・電圧出力型の双 1 次全域通過特性である。これにより電圧感度 Y_H / E の解析が可能になり、次のようにヘッドの電圧感度を、計算によって推定することができる。

$$\frac{Y_H}{E} = h_a \frac{Y_C}{E} \quad \dots (2.41)$$

ここに、 Y_C / E は (2. 17) 式で与えられており、また式中のパラメータは表 2. 5 に示されている。

回路解析プログラムで解析する場合は、回路と伝達関数が混在していても解析できる。しかし、伝達関数 $G h_a$ も回路で表されている方が便利である。従って、最も一般的な双 1 次全域通過回路を使用して、電流入力・電圧出力型に変形した一例を図 2. 28 に示した。電流電圧変換器の変換利得を G とすると出力として Y_H が得られる。すなわち、この等価回路は腕の応答の G 倍の変換利得を持つ。

遮断周波数を決める諸元である R_a と C_a は次の条件で定められる。

$$\omega_a R_a C_a = 1 \quad \dots (2.42)$$

そこで、(2. 41) 式の周波数応答を求めるため、遮断周波数をフィッティングカーブ法で定めた 2.98 kHz として、これにより $R_a = 1 \text{ k}\Omega$ 、 $C_a = 53.4 \text{ nF}$ と定め、シミュレーションを実施した。

ヘッドの電圧感度の測定値とシミュレーションの結果を図 2. 29 に示したが、共振周波数の 3 倍程度の 1 kHz 付近まで良く一致しており、この等価回路の有効性が示された。

従って、この等価回路を使って共振周波数より高い 1 kHz 付近までヘッドの変位を解析することが可能になった。特に、ヘッドの変位を検知して、帰還制御する場合など、高域の位相が問題となる場合には有力な手法となると考えられる。

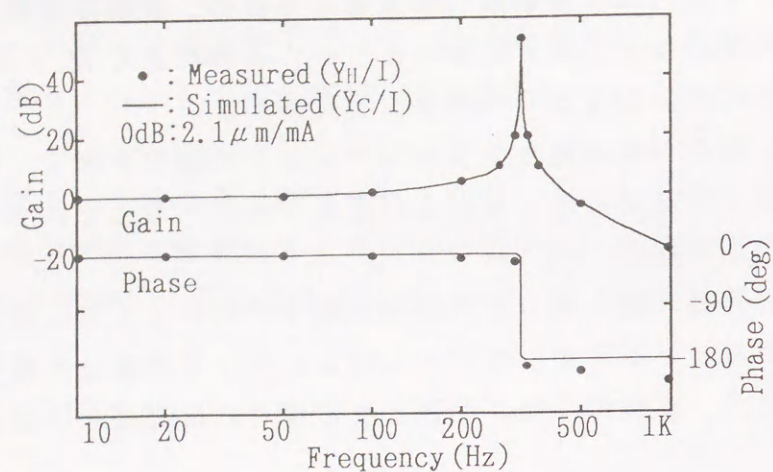


図 2. 2 5 周波数応答の測定値とシミュレーションの比較
Fig. 2.25 Comparison of measured and simulated frequency responses.

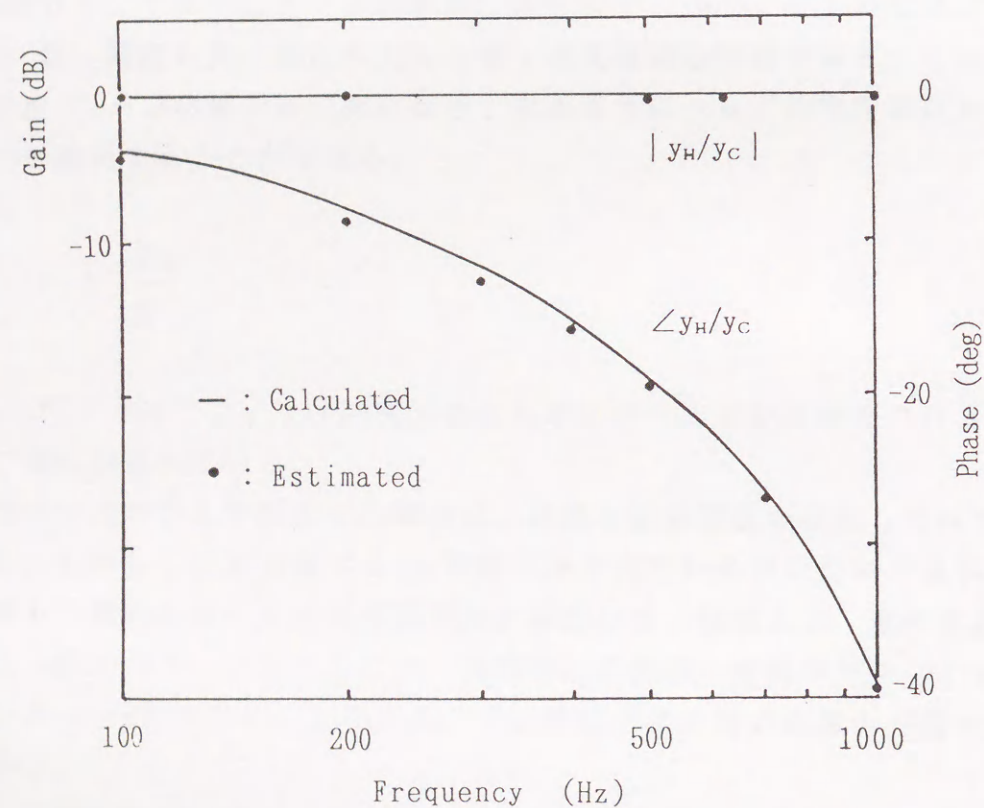


図 2. 2 6 腕の周波数応答
Fig. 2.26 Frequency response of the arm.

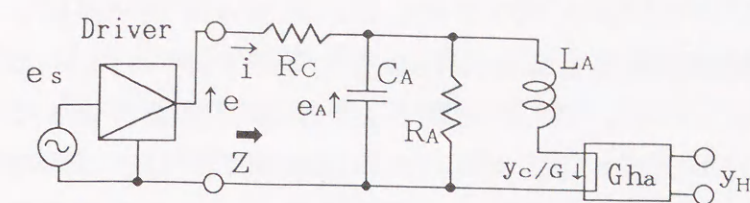


図 2. 2 7 腕の周波数応答を考慮した等価回路
Fig. 2.27. Equivalent circuit including the response of the arm.

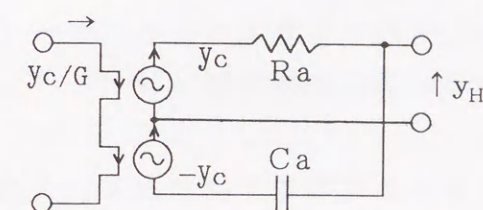


図 2. 2 8 腕の等価回路 ($G_h a$)
Fig. 2. 28 Equivalent circuit of the arm ($G_h a$).

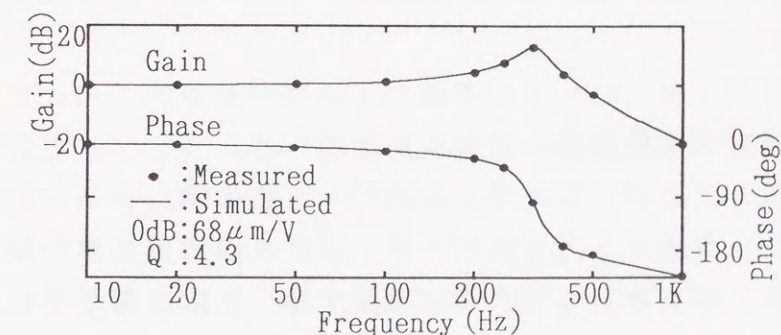


図 2. 2 9 電圧感度の周波数応答
Fig. 2.29 Frequency responses of voltage sensitivity.

第7節 結言

可動コイル型アクチュエータの等価回路を導き、電流感度と電圧感度および入力インピーダンスの関係を明らかにした。提案の等価回路によると、入力インピーダンスの周波数応答と直流電流感度を測定することにより、等価回路のパラメータが定められる。これらを使うと、共振周波数付近までのヘッドの変位と応答や制動および駆動回路の検討が、回路解析プログラムで簡便に行なうことができることを示した。また、共振周波数以上での等価回路による解析手法も明らかにした。これらの考察により、アクチュエータの応答に関する解析手法を確立することができた。この手法は、ビデオテープレコーダにおけるダイナミックトラッキングの開発に重要である。

アクチュエータの運動にはQ値の大きい機械共振が伴っているため、制動が不可欠となる。その解析には、伝達関数モデルが多く使われているが、入力インピーダンスが無限大として取り扱われる。したがって、アクチュエータに流れる電流を帰還する場合や、有限の信号源インピーダンスで駆動するときの解析が不十分になる。

そこで、アクチュエータの伝達関数だけでなく、入力インピーダンスも表すモデルとして、アクチュエータのコイルの変位を表す等価回路を提案した。この等価回路を使って応答を解析したところ、電流感度のQ値は電圧感度のQ値と入力インピーダンスのピーク値の積になることが明らかになった。これらの値は、入力インピーダンスの周波数応答だけから求めることができ、機械的測定に比べて容易に測定できる。すなわち、簡便に機械的特性を予想できるので、多数の測定をする製造や品質管理で有用になる。さらに、直流電流感度を測定することによって、簡略化等価回路のパラメータが全て定められることが解った。

次に、ビデオテープレコーダ用可動コイル型ヘッドアクチュエータの応答を測定して、本提案の等価回路の有効性を確認した。つまり、電流感度のQ値は電圧感度のQ値と入力インピーダンスのピーク値の積になることを測定値から実証した。また、実際に入力インピーダンスと直流電流感度の測定値から、等価回路のパラメータを決定して、等価回路を使った応答解析を回路解析プログラム(S P I C E)などにより解析したところ、簡便に実施できることを確認した。しかも、電流感度、電圧感度、入力インピーダンスの周波数応答が、共振周波数付近までの領域では、測定値とシミュレーションの間で良い一致を示した。アクチュエータの共振周波数は、約300Hzである。一方、アクチュエータの駆動周波数は、30Hzである。これらの周波数が充分離れているので、共振周波数におけるピーク値やステップ応答の解析には、本提案の等価回路が有効であることが確認できた。

しかしこの結果によると、共振周波数以上の領域では、位相の周波数応答が実験とシミュレーションの間で相違が大きい。そこで、アクチュエータのコイルとヘッドの間に介在する腕の応答に着目して、その伝達関数を求めて等価回路化を試みた。その結果アクチュエータのコイルの変位を表す等価回路と、コイルとヘッドの間に介在する腕の等価回路を縦続接続することによって、低周波から共振周波数の3倍程度までの応答に関して、適用が可能な等価回路を明らかにした。

これらの考察により、ビデオテープレコーダのダイナミックトラッキングの開発に必要となる、アクチュエータの応答に関する解析手法を確立することができた。

参考文献

- (1)小島, 児玉: “可動コイル式アクチュエータの等価回路と応答”, 電気学会論文誌, Vol.113-C, No.10, pp.766~771(1993).
- (2)前田, 宇野, 高砂: “二段アクチュエータトラッキング方式”, 光メモリシンポジウム'85論文集, pp.189~194(1985).
- (3)K. Kuyama and K. Hirasawa: “Model DP-209R, A Compact-Disk Player”, Mitsubishi Electric ADVANCE, Vol.49, Mar., pp.10~13(1987).
- (4)K. Onisi, T. Itow, H. Nisikawa, K. Sugiyama, H. Yosida, M. Nagasawa, K. Ido, K. Nakagawa, Y. Ishida and S. Kunii: “An Experimental Home-use Digital VCR with Three Dimension DCT”, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.37, No.3, pp.252~260(1991).
- (5)川辺, 奥村: “サーボ技術の動向”, テレビジョン学会誌, Vol.45, No.12, pp.1521~1526(1991).
- (6)中津, 古石: “VTRのヘッド可動用小形アクチュエータの制振制御”, テレビジョン学会誌, Vol.45, No.12, pp.1597~1599(1991).
- (7)横山, 長沢, 石田, 森: “VTRにおける可動ピンを用いたテープ走行系制御システム”, テレビジョン学会誌, Vol.46, No.4, pp.501~507(1992).
- (8)K. Nakatsu, Y. Furuishi and Y. Kanagawa: “Damping Control of Small Actuator for Moving Heads of VCRs”, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.39, No.2, pp.71~76(1993).
- (9)M. Kojima, K. Hatanaka and S. Kawabe: “Dynamic Tracking System Using Moving Coil Actuators for a Consumer VCR”, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.40, No.4, pp.969~975(1994).
- (10)大槻, 森, 宗本, 赤城: “磁気ディスク装置2ステージアクセスサーボ系のトラック追従制御”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J75-C-II, No.11, pp.653~662(1992).
- (11)小島: “VTR用可動コイル式ヘッドアクチュエータの等価回路”, 平成三年 電気関係学会関西支部連合大会講演論文集, G349(1991).
- (12)小島: “可動コイル式アクチュエータの応答”, 平成四年 電気関係学会関西支部連合大会講演論文集, G383(1992).
- (13)小川, 伊藤, 林, 久保: “光ディスクメモリの2段結合サーボ方式”, 光メモリシンポジウム'85論文集, pp.203~208(1985).
- (14)長沢, 中島: “オブザーバーを用いた光ディスクのトラッキング制御”, テレビジョン学会誌, Vol.43, No.5, pp.498~504(1989).
- (15)古石, 中津, 金川, 岡田: “VTRヘッド可動用超小形アクチュエータ”, 第3回電磁力関連のダイナミックスシンポジウム講演論文集, pp.525~528(1991).
- (16)小沢, 森次, 二俣, 市原: “二重サーボトラッキング方式の理論的検討”, 光メモリシンポジウム'85論文集, pp.195~202(1985).
- (17)長沢, 中島: “オブザーバーを用いた光ディスクのトラッキング制御”, 1988年 テレビジョン学会全国大会講演予稿集, pp.183~184(1988).
- (18)長沢, 横山, 井戸, 石田: “高密度デジタル記録のためのダイナミックトラッキング制御システム”, テレビジョン学会誌, Vol.46, No.3, pp.331~340(1992).
- (19)森, 中川, 富田, 栗原, 長沢, 横山, 井戸, 中村: “家庭用デジタルVTRにおける可動ヘッド機構”, テレビジョン学会誌, Vol.46, No.6, pp.766~772(1992).
- (20)K. mori, M. Tomita, T. Sige-eda, K. Kokubo and K. Nakagawa: “A Digital Deck Mechanism Using New Precision Actuators for High Density Recording”, IEEE Trans. Consumer Electronics, Vol.39, No.3, pp.304~311(1993).

- (21) 涌井：“光ビームアクセス”，昭和59年度 電子通信学会光・電波部門全国大会講演論文集，2-144(1984)。
- (22) 涌井：“非線形摩擦を有する光学ヘッド・アクチュエータのシミュレーション実験”，昭和61年度 電子通信学会光・電波部門全国大会講演論文集，1-175～176(1986)。
- (23) 小島，塚原，増田，岡田，北澤，佐野：“VTRのオートトラッキング技術”，三菱電機技報，Vol.64, No.8, pp.631～634(1990)。
- (24) M. Kojima and M. Watanabe: “The New Technology of the HS-U82 VCR”，Mitsubishi Electric ADVANCE, Vol.52, Sep., pp.3～5(1990)。
- (25) 前田，須田，二宮，姫島：“19 μ mヘッド搭載による3倍モードの画質改善”，テレビジョン学会技術報告，Vol.14, No.20, pp.43～48(1992)。
- (26) 小島：“可動コイル式アクチュエータの容量制動，平成五年 電気関係学会関西支部連合大会講演論文集，G393(1993)。
- (27) 小島，児玉：“コンデンサで制動された可動コイル式アクチュエータの周波数応答”，電気学会論文誌，Vol.114-D, No.7/8, pp.728～733(1994)。

第3章 可動コイル型アクチュエータにおける制動の考察

第1節 緒言

可動コイル型アクチュエータでは、コイルに発生する逆起電力による制動電流を信号源抵抗に流すことで、電磁制動が働く。その条件として、この章では信号源抵抗とQ値の関係を明らかにする。また、アクチュエータを電圧駆動するとコイルの抵抗値変化による大幅な感度変化が予想される。そこで、Q値と感度変化の双方を低減する容量制動を提案し、効果を確認する⁽¹⁾。さらに、テープによる制動で、フレーム周波数以上の応答が可能となることを示す。

ビデオヘッドやピックアップなどの変位を高精度に制御する可動コイル型アクチュエータが広く使われている。これらのアクチュエータは、Q値の大きい機械共振をするので制動に関する種々の検討がされている^{(2)～(14)}。アクチュエータの駆動方法としては電流駆動と電圧駆動があり、電圧駆動では電流駆動に比べてQ値を大幅に低減できることが知られている^{(15)～(18)}。

次に、電圧駆動の場合に働く短絡制動の動作原理をコイルの運動方程式から明らかにする。また、電圧駆動をするための信号源抵抗と電流駆動をするための信号源抵抗の条件について等価回路を使って検討をし、さらにコイルの抵抗値と電圧感度および電流感度の関係について考察する⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾。

電圧駆動では変位がアクチュエータのコイルの抵抗値に反比例するので、抵抗値の変化により電圧対変位の感度（電圧感度）が変化することを示す。コイルの抵抗値は温度により変わり、機器の周囲温度の変化、機器内の温度上昇、コイルの自己発熱を考慮すると温度範囲は大幅であり、コイルを形成する銅線やアルミ線の抵抗値変化は約4000 ppm/℃と予想される。このように大幅な変化をすると、高精度な位置制御は困難である。そこで、コイルの抵抗値変化で感度が変わらない制動方式が望まれる。一方、電流駆動では機械共振と同じ大きいQ値を示すが、電流対変位の感度（電流感度）はコイルの抵抗値には関係しない⁽¹⁾⁽⁵⁾。

従って、アクチュエータの駆動の基本周波数付近では電流駆動をし、それより高い機械共振周波数付近では電圧駆動をすることによって、コイルの抵抗値による感度変化とQ値の両方を低減をできると考えられる。これは、コイルを基本周波数付近で高インピーダンス駆動し、共振周波数付近で低インピーダンス駆動することと等価であり、コイルと並列にコンデンサを接続し電流駆動すると実現できると考えられる。可動コイル型指示計器や直流モータでは、コイルと並列に抵抗を接続する抵抗制動が使われ、これと対比してコイルと並列にコンデンサを接続する制動は容量制動といえる⁽¹⁾⁽⁵⁾。

容量制動の設計を可能にするには以下の説明が必要である。

- ①制動の動作原理
- ②共振周波数の変化
- ③制動の効果
- ④周波数応答の変化
- ⑤コイルの抵抗変化の影響

そこで、アクチュエータの等価回路を使って、容量制動の周波数応答を解析する。また、VTR用ヘッドアクチュエータの容量制動における周波数応答を測定し、回路解析プログラムSPICEによるシミュレーションを使い周波数応答の推定をして、これらの結果から前記の①～⑤を明らかにする⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾。

次に、ヘッドがトラッキング状態にあって、テープとヘッドの間に摩擦があるときの制動について検討する⁽⁴⁾。この状態では、ヘッドに機械負荷がかかっていない状態に比べて残留振動が少ないため、フレーム周波数以上の応答が期待できることを示す。

第2節 短絡制動

短絡制動は、可動コイル型アクチュエータを電圧駆動したとき働き、そのQ値は機械的Q値よりはるかに小さい。しかし、感度がコイルの抵抗値によって大幅に変化する。一方、電流駆動をするとそのQ値は機械的Q値と同じであるが、感度がコイルの抵抗値によって大幅に変化することはない。この節では、これらを等価回路を使った解析により明らかにすると共に、信号源抵抗と電圧駆動および電流駆動の関係も明らかにする⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾。

2.1 動作原理

アクチュエータを電流駆動したときのQ値は、等価回路上の制動抵抗 R_A で定まり、機械共振のQ値に等しい。しかし、電圧駆動したときは信号源抵抗でアクチュエータの端子が実質上短絡される。すなわち共振回路は R_A よりはるかに小さいコイルの抵抗 R_c で短絡されて、大幅なQ値の低下が起こる。

等価回路を使って電流駆動を表すと、図3.1のようになる。電流源の出力インピーダンスが無限大とすると、共振回路のQ値は制動抵抗 R_A で定まり、機械共振のQ値 Q_A となる。しかし、電圧駆動したときのQ値は機械的Q値よりはるかに小さいことが知られている。そこで、等価回路を使って電圧駆動を表すと、図3.2のようになる。電圧源の出力インピーダンスを零とすると、共振回路のQ値は、 R_A にコイルの抵抗 R_c が並列に接続されて定まる。この値は、電圧感度のQ値 Q_v に等しい。 Q_v は、図3.3のようにアクチュエータの入力端子を短絡したときのQ値であるから、短絡制動のQ値でもある。

次に、短絡制動を図3.3に基づき、コイルの運動と電磁制動の観点から検討する。

コイルには速度に比例した起電力 e_A が発生する。信号源抵抗が小さいと、コイルに発生する起電力により端子間には信号源抵抗を通して制動電流が流れる。いま、短絡制動状態における制動電流 i を求めると、

$$\begin{aligned} i &= -\frac{e_A}{R_c} \\ &= -\frac{BL}{R_c} \frac{dy_c}{dt} \end{aligned} \quad \dots (3.1)$$

となる。ここで、 e_A は第2章の(2.4)式による。

また、 i による電磁力 f は次式で表される。

$$f = -\frac{B^2 L^2}{R_c} \frac{dy_c}{dt} \quad \dots (3.2)$$

これは制動力として働く。その結果、運動方程式は次のようになる。

$$M \frac{d^2 y_c}{dt^2} + \left(D + \frac{B^2 L^2}{R_c} \right) \frac{dy_c}{dt} + K y_c = 0 \quad \dots (3.3)$$

そこで、Q値 Q_v は(3.4)式で表される。

$$Q_v^2 = \frac{MK}{\left(D + \frac{B^2 L^2}{R_c} \right)^2} \quad \dots (3.4)$$

Q_v は、等価回路からも求められて、第2章の(2.10)式、(2.11)式、(2.13)式、(2.18)式、(2.19)式により(3.4)式を導くことができる。

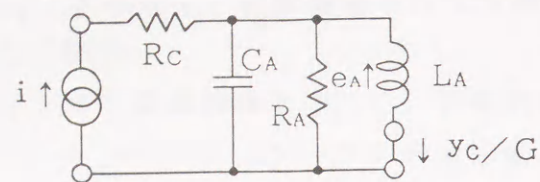


図 3. 1 電流駆動
Fig. 3.1 Current drive.

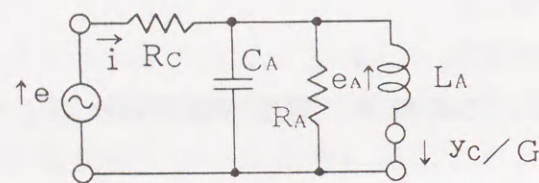


図 3. 2 電圧駆動
Fig. 3.2 Voltage drive.

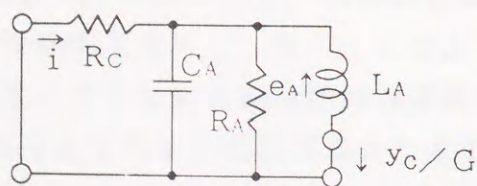


図 3. 3 短絡制動
Fig. 3.3 Short circuited damping.

2. 2 電圧駆動と電流駆動の条件

可動コイル型アクチュエータの制動や応答は、アクチュエータをモデル化して解析されており、簡便なモデルとして伝達関数モデルが使われている。多くは、電流感度モデルが使われ^{(7)~(12)}、一部には電圧感度モデルも使われている^{(16)~(18)}。

しかし、これらの伝達関数モデルは入力インピーダンスが無限大として取り扱われる。したがって、アクチュエータに流れる電流を帰還する場合や、有限の信号源抵抗で駆動するときの解析が不十分になる。

ところが、電流感度モデルと電圧感度モデルの関係や信号源抵抗の影響については、あまり検討されているとはいえない。そこで等価回路を使ってこれらを明らかにする。

(1) 電圧駆動

信号源電圧 E_g と信号源抵抗 R_g で駆動したとき、回路は図 3. 4 となり次式の電圧対変位の周波数伝達関数を得る。

$$\frac{Y_c}{E_g} = \frac{G/(R_c + R_g)}{1 + j\omega L_A \{1/R_A + 1/(R_c + R_g)\} - \omega^2/\omega_A^2} \quad \dots (3.5)$$

これは 2 次低域通過特性を持ち、低周波感度と制動は信号源抵抗 R_g の影響を受ける。また、Q 値は次の式で表される。

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_A} + \frac{R_A}{Q_A (R_c + R_g)} \quad \dots (3.6)$$

右辺の第 2 項は電磁制動の Q 値を示している。コイルに発生する起電力による電流がコイルの抵抗 R_c を流れて、この電流が電磁力により制動を与える。ここで、信号源抵抗 R_g が非常に小さいと、 Y_c/E に近似された電圧駆動モデルの周波数伝達関数が得られる。

$$\frac{Y_c}{E_g} \approx \frac{G/R_c}{1 + j\omega/\omega_A Q_v - \omega^2/\omega_A^2} \quad \dots (3.7)$$

ただし、

$$R_c \gg R_g \quad \dots (3.8)$$

これが電圧駆動モデルの適用可能条件である。

(2) 電流駆動

信号源電流 I_g と信号源抵抗 R_g で駆動したとき、回路は図 3.5 となり次式の電流対変位の周波数伝達関数を得る。

$$\frac{Y_c}{I_g} = \frac{G R_g / (R_c + R_g)}{1 + j\omega L_A \{1/R_A + 1/(R_c + R_g)\} - \omega^2 / \omega_A^2} \quad \dots (3.9)$$

これは 2 次低域通過特性を持ち、低周波感度と制動は信号源抵抗 R_g の影響を受ける。また、Q 値は (3.6) 式で表される。

ここで信号源抵抗 R_g が非常に大きいと、 Y_c/I に近似された電流駆動モデルの伝達関数を得られる。

$$\frac{Y_c}{I_g} \approx \frac{G}{1 + j\omega / \omega_A Q_A - \omega^2 / \omega_A^2} \quad \dots (3.10)$$

ただし、次式が電流駆動モデルの適用可能条件である。

$$R_g \gg R_c \text{ かつ } R_c + R_g \gg R_A \quad \dots (3.11)$$

2.3 コイルの抵抗変化による感度の変化

コイルの抵抗値と電圧感度および電流感度の関係について考察する。

電圧感度 Y_c/E は、低周波では (3.7) 式により G/R_c となる。すなわち、電圧感度はアクチュエータのコイルの抵抗値と反比例の関係にある。またコイルの抵抗値は温度によって変わる。機器の周囲温度の変化を $0 \sim 40^\circ\text{C}$ 、機器内の温度上昇を 20°C 、コイルの自己発熱を 20°C と想定すると、温度範囲は約 80°C に達する。

アクチュエータのコイルを形成している銅線やアルミ線の抵抗値変化は、約 $0.4\% / ^\circ\text{C}$ であるから、 80°C の温度変化によって、抵抗値は約 32% 変化すると予想される。このように大幅な変化をすると、高精度な位置制御は困難である。

一方、電流感度 Y_c/I は、低周波では (3.10) 式により G である。すなわち、電流感度はアクチュエータのコイルの抵抗値に関係しない。従って、コイルの抵抗値変化で感度が変わらないという点では、電圧駆動より電流駆動の方が好ましい。

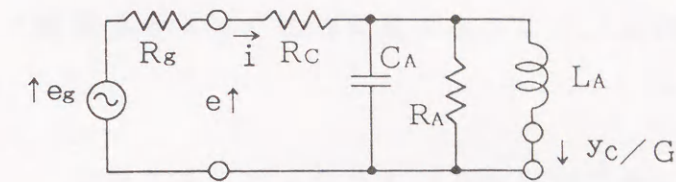


図 3.4 信号源抵抗を考慮した電圧駆動

Fig. 3.4 Voltage drive with source resistance.

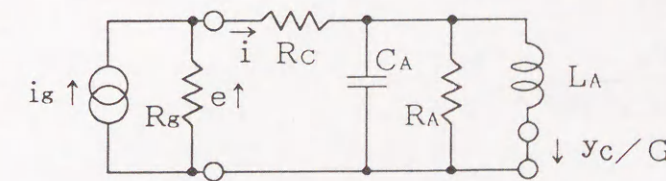


図 3.5 信号源抵抗を考慮した電流駆動

Fig. 3.5 Current drive with source resistance.

第3節 容量制動

可動コイル型アクチュエータを電圧駆動すると、短絡制動が働いてQ値は小さくなる。しかし、温度変化によるコイルの抵抗変化で大幅な感度変化が予想される。そこで、アクチュエータの駆動の基本周波数付近では電流駆動をし、それより高い機械共振周波数付近では電圧駆動をすると、コイルの抵抗値による感度変化とQ値の両方を低減できると考えられる。これを、アクチュエータと並列にコンデンサを接続して、コイルを基本周波数付近で高インピーダンス駆動し、共振周波数付近で低インピーダンス駆動することで実現を図る。可動コイル式指示計器や直流モータでは、コイルと並列に抵抗を接続する抵抗制動が使われ、これと対比してコイルと並列にコンデンサを接続する制動は容量制動といえる⁽¹⁾⁽⁵⁾。

3.1 コンデンサで短絡されたアクチュエータの動作

アクチュエータを駆動の基本周波数付近で電流駆動し、基本周波数より高い共振周波数付近で電圧駆動すると、Q値とコイルの抵抗 R_c による感度変化を共に低減できると考えられる。そこで図3.6に示すように、アクチュエータと並列に制動容量 C_D を接続し電流源 I_g で駆動をする容量制動方式を提案している。これを等価回路による周波数応答の解析によって、Q値とコイルの抵抗による感度変化の双方の低減を予測する。

(1) 制動の動作

アクチュエータと並列に制動容量を接続すると、図3.6の並列共振回路には R_c と C_D が直列に接続される。図3.7のように R_c と C_D を直並列変換して互いに並列に接続される、 C_P と R_P で表すと次のように書ける。

$$R_c + \frac{1}{j\omega C_D} = \frac{1}{R_P + j\omega C_P} \quad \dots (3.12)$$

$$C_P = \frac{C_D}{1 + \omega^2 / \omega_D^2} \quad \dots (3.13)$$

$$R_P = \frac{R_c}{1 + \omega^2 / \omega_D^2} \quad \dots (3.14)$$

$$\omega_D = \frac{1}{C_D R_c} \quad \dots (3.15)$$

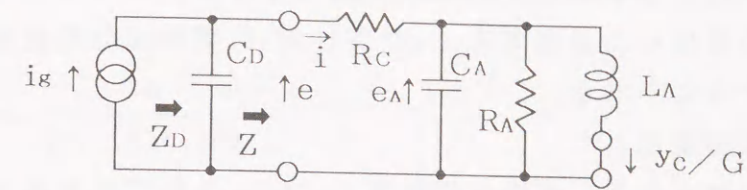


図3.6 容量制動の回路

Fig. 3.6 The circuit of the capacitor damping.

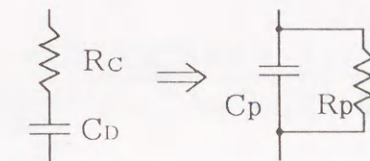


図3.7 コイルの抵抗と制動容量の直並列変換

Fig. 3.7 Serial-parallel conversion of the coil's resistance and the damping capacitance.

ここで、 ω_D は電流駆動から電圧駆動に動作が遷移して行くクロスオーバー角周波数を示しており、 ω_A より低く選ばれる。

制動はコイルに発生した逆起電力 e_A により R_P に実効成分電流が流れて、この損失で起こると考えられる。

(2) 共振周波数の変化

制動容量を接続すると、共振角周波数 ω_C は ω_A より下り次式で示される。

$$\omega_C^2 = \frac{1}{L_A (C_A + C_P)} \quad \dots (3.16)$$

ここに、 L_A は等価共振インダクタンス、 C_A は等価共振容量である。

また、 C_P は (3.13) 式、(3.15) 式および電圧感度の Q 値 Q_V から次式で表せる。

$$C_P = C_A \left(\frac{1}{Q_V} - \frac{1}{Q_A} \right) \frac{\omega_A / \omega_D}{1 + \omega^2 / \omega_D^2} \quad \dots (3.17)$$

機械共振周波数における C_P は、 $\omega_D = \omega_A$ のとき最大になり次式で示される。

$$C_P = \frac{C_A}{2} \left(\frac{1}{Q_V} - \frac{1}{Q_A} \right) \quad \dots (3.18)$$

ここで、 C_P は $Q_V \ll Q_A$ なら約 $C_A / 2 Q_V$ となる。さらに、 $1 \ll 2 Q_V$ なら ω_D の値にかかわらず、 C_P は C_A に比べて十分小さい。従って、共振周波数の低下は無視できる。

(3) 制動の効果

制動は等価共振抵抗 R_A と R_P でなされ、容量制動での Q 値を Q_D とすると、次式で表される。

$$\begin{aligned} Q_D &= \frac{1}{\omega_A L_A} \left(\frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_P} \right) \\ &= \frac{Q_V}{1 - 1 / (1 + R_C / R_A) (1 + \omega^2 / \omega_D^2)} \quad \dots (3.19) \end{aligned}$$

$R_C \ll R_A$ 、 $\omega_C \doteq \omega_A$ 、 $\omega_A^2 / \omega_D^2 \gg 1$ の条件で、共振周波数での Q_D を求めると $Q_D \doteq Q_V$ となり、容量制動での Q 値は電圧駆動での Q 値近辺に低減できる。

(4) 周波数応答の変化

アクチュエータと制動容量の並列インピーダンスを Z_D とすると、

$$\begin{aligned} Z_D &= \frac{1}{1 / Z + j \omega C_D} \\ &= \frac{1 + j \omega / \omega_A Q_V - \omega^2 / \omega_A^2}{1 + j \omega / \omega_A Q_D - \omega^2 / \omega_C^2} \frac{R_C}{1 + j \omega / \omega_D} \quad \dots (3.20) \end{aligned}$$

となる。

この式によると、 Z_D は共振周波数を離れるとコイルの抵抗と制動容量の並列インピーダンスとなることを示している。一方、共振周波数における Z_D の絶対値と低周波での値 R_C の比を P_Z とすると、 $\omega_C \doteq \omega_A$ の場合 P_Z は次式で表される。

$$P_Z^2 = \frac{Q_D^2 / Q_V^2}{1 + \omega_A^2 / \omega_D^2} \quad \dots (3.21)$$

また、容量制動での電流感度は次のようにして求めることができる。すなわち、図 3.6 で I_g が C_D と Z により分流されて Z に流れる電流が I であり、この内コイル L_A に流れる電流からコイルの変位 Y_C を表すことができ、次の式を得る。

$$\begin{aligned} \frac{Y_C}{I_g} &= \frac{j \omega C_D Z}{j \omega C_D + Z} \frac{Y_C}{I} \\ &= \frac{G}{1 + j \omega / \omega_A Q_D - \omega^2 / \omega_C^2} \frac{1}{1 + j \omega / \omega_D} \quad \dots (3.22) \end{aligned}$$

共振周波数における感度の絶対値と、低周波における感度 G の比を P_D とすると、(3.22) 式において $\omega_C \doteq \omega_A$ の場合には、 P_D は次のように表すことができる。

$$P_D^2 = \frac{Q_D^2}{1 + \omega_A^2 / \omega_D^2} \quad \dots (3.23)$$

次に電流感度の平坦性について考察する。アクチュエータの電流感度は、共振周波数付近まで平坦な2次低域通過特性を持つ。容量制動では(3.22)式に示すように、1次低域通過特性の影響を受ける。従って、電流感度は ω_D 以上で -6 dB/oct 、 ω_A 以上で -18 dB/oct の周波数特性を示すと考えられる。2次低域通過特性の平坦性を確保するには、1次低域通過特性の等化が必要であり、 I_g に $1+j\omega/\omega_D$ の特性を持たせて実現できる。

(5) コイルの抵抗の影響

電流感度はコイルの抵抗値と無関係であるが、電圧感度はコイルの抵抗値に反比例する。図3.6の容量制動では共振周波数より充分低い周波数なら、共振回路のインピーダンスは無視できるので感度の絶対値は、

$$\left| \frac{Y_C}{I_g} \right|^2 = \frac{G^2}{1 + \omega^2 / \omega_D^2} \quad \dots (3.24)$$

と表される。 $\omega_D = 1 / C_D R_C$ であるから、 R_C の変化は ω_D の変化を引き起こすが、 $\omega^2 / \omega_D^2 \ll 1$ なら影響はほとんど無い。従ってフレーム周波数での感度変化が大幅に低減できると予想される。一方、共振周波数付近での動作を示す指数 Q_D 、 P_Z 、 P_D は(3.19)式(3.21)式、(3.23)式により、 $\omega_A^2 \gg \omega_D^2$ とすると大幅に低減できることが予想される。すなわち、Q値とコイルの抵抗による感度変化の低減が可能と考えられる。

3.2 実験と考察

VTR用可動コイルヘッドアクチュエータに、容量制動を実施して周波数応答を測定し、2章で求めた等価回路のパラメータと前節の解析結果を使った推定値と比較検討をする。

(1) 測定方法

アクチュエータの周波数応答を、図3.8のシステムで実験する。アクチュエータは、第2章の図2.1、図2.2に示したものを使い、必要に応じて制動容量 C_D を接続してこれを駆動回路で駆動する。また次の3.3節では、コイルの抵抗の変化を模擬して応答の変化を実験するために、コイルと直列に外部抵抗として R_E を接続する。しかし他の実験では $R_E = 0$ で実験される。

測定はFFTアナライザで行なわれ、入力信号源、駆動電流、駆動電圧、光学変位計の出力から、測定に必要な2種類が選択される。

(2) 制動容量と諸特性の関係

制動容量を変えたときの共振と制動の状況を図3.9に示している。ここに Q_D はQ値、 P_D は共振周波数での感度と G の比、 P_Z は共振インピーダンスと

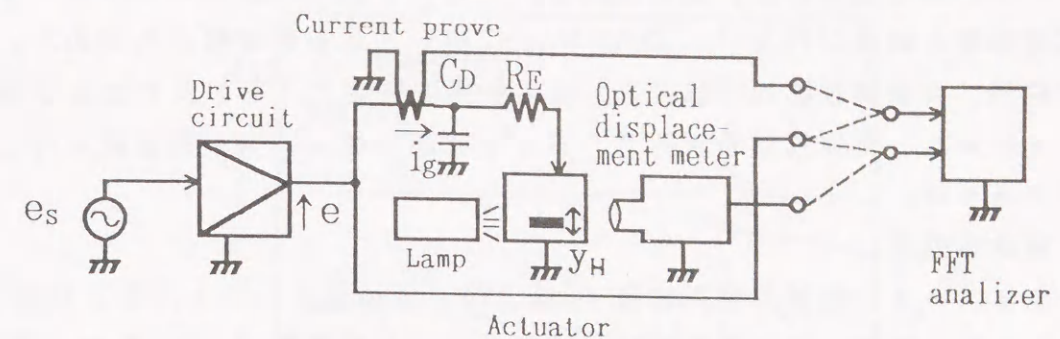


図3.8 アクチュエータの応答測定システム
Fig. 3.8 Experimental system for measuring responses of the actuator.

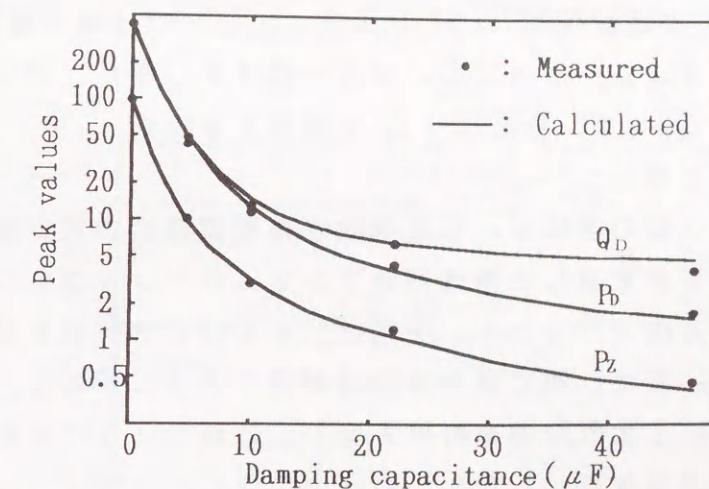


図3.9 制動容量に対する諸特性の変化
Fig. 3.9 Variations of characteristics with the damping capacitance.

R_c の比を表している。また、計算値は(3.19)式、(3.21)式と、(3.23)式に基づいた。測定は図3.8で、 P_z と P_D は各タイムピーダンスと電流感度と同様に行ない、 Q_D は Y_c/I_g の-3dB帯域幅から求めた。

その結果、共振周波数低下は(3.16)式、(3.18)式による予想値18Hzに対し、実験値は最大約20Hzでほぼ一致し、共振周波数に対し無視可能であった。

(3) 制動の効果

アクチュエータの機械共振周波数 f_A は、第2章の表2.3より320Hzである。また、駆動の基本周波数は、映像フレーム周波数 f_F の30Hzである。

そこで、クロスオーバー周波数 f_D を f_A と f_F から同等に離すと、

$$f_A f_F = f_D^2 = \frac{1}{(2\pi C_D R_C)^2} \quad \dots (3.25)$$

が得られる。これに準じて $C_D=47\mu F$ 、 $f_D=108Hz$ と設定すると、インピーダンス Z_D の測定値は図3.10のようにピークは無く肩を示すようになる。測定値とシミュレーションは、ほぼ一致する。また、図3.11の感度測定の結果では、 $Q_D=4.6$ となり Q_v と同等となった。

(4) 周波数応答と等化

図3.11の等化前の曲線は、容量制動での電流感度の推定値である。第2章の腕の周波数応答を考慮した等価回路でシミュレーションをした。測定は、電流感度と同様の方法で行なった。振幅は、10Hzでの値を0dBに正規化している。周波数応答は、測定値と推定値が良く合致しており、(3.22)式に示されるように1次低域通過特性を含む。これは(3.26)式の左辺の特性で理論上は等化できる。しかし、右辺のように

$$1 + j\omega/\omega_D \doteq \frac{1 + j\omega/\omega_D}{1 + j\omega/\omega_d} \quad \dots (3.26)$$

帯域外で上限を制限した1次高域通過特性の方が、安定に実現できる。このような等価器の回路例を、図3.12に示した。

この等化器は、駆動回路の前段に接続されて使われる。この図の諸元における上限の遮断周波数 f_d の値は、10.6kHzであり、等化器の周波数特性は、図3.13に示した。測定値は、図3.11の等化後で示されるように、推定値と良く合致している。

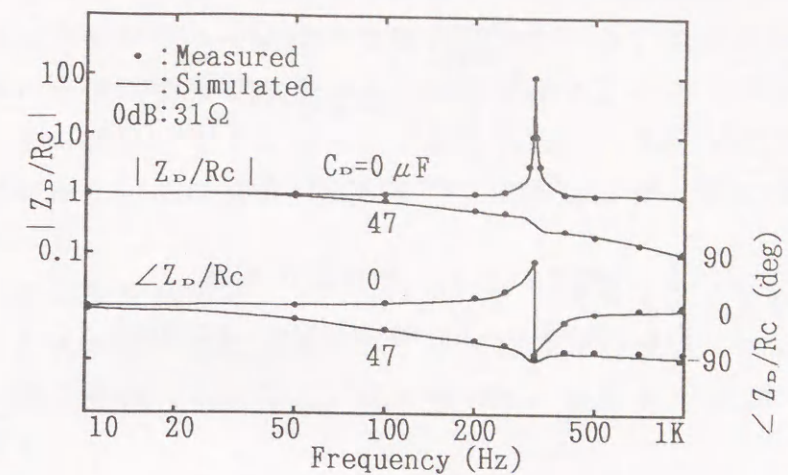


図3.10 インピーダンスの周波数応答
Fig. 3.10 Frequency responses of impedance.

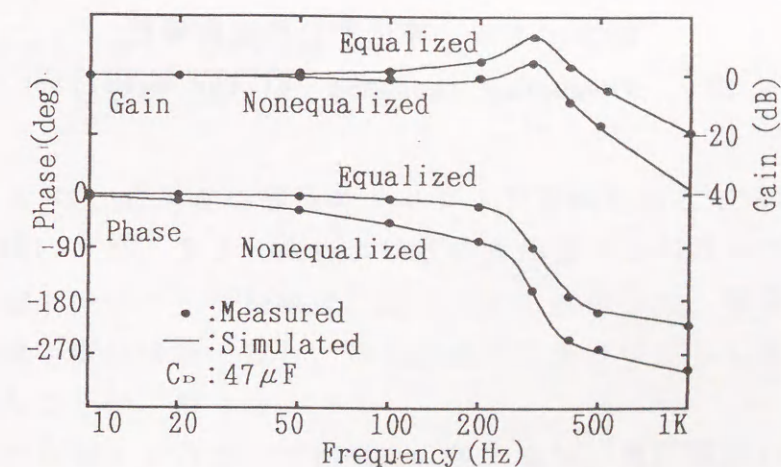


図3.11 容量制動における周波数応答
Fig. 3.11 Frequency responses in the capacitor damping drive.

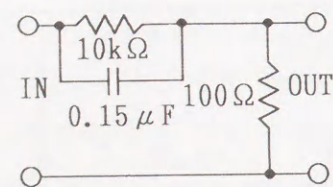


図 3. 1 2 等化器の回路

Fig. 3.12 An equalizer circuit.

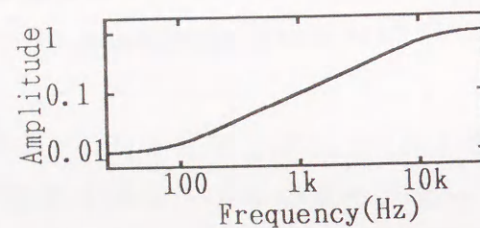


図 3. 1 3 等化器の周波数特性

Fig. 3.13 Frequency response of the equalizer circuit.

(5) ステップ応答

VHS方式VTRの逆方向5倍速再生では、ドラム半回転の1/60秒間にヘッドに6トラック幅分348μmの直線運動をさせる。次の半回転では348μm復帰させ、かつ残留振幅を整定する必要がある。このステップ応答を測定し、図3.14と図3.15に示した。測定は図3.8でアナライザをプリンタに代えて行なった。その結果、等化後は3%であるが、等化前は測定可能レベル以下であった。

次に、解析との比較を試みる。1フィールド、つまり1/60秒後の残留振幅は(3.22)式が示す電圧感度のステップ応答から求められる。2次低域通過特性分は、第2章の(2.32)式に準じて、Q値を Q_D とすることによって次の式を得る。

$$h_v = \exp\left(-\frac{\omega_A}{2Q_D f_v}\right) \quad \dots (3.27)$$

これは、等化後の残留エンベロープ振幅を示している。

さらに、(3.22)式の1次低域通過特性分の影響を考慮すると次式が得られる。

$$h_v^2 = \frac{\exp(-\omega_A / Q_D f_v)}{1 + \omega_A^2 / \omega_D^2} \quad \dots (3.28)$$

この式における h_v は、等化前の残留エンベロープ振幅を示している。

(3.27)式、(3.28)式により求めた残留エンベロープ振幅と実験により求めた残留エンベロープ振幅を、表3.1で比較した。等価回路により求めた計算値と測定値はほぼ一致し、容量制動のステップ応答も等価回路によって解析が可能なが、解った。

また、等化後の残留エンベロープ振幅は3%であり、電圧駆動における残留エンベロープ振幅と同等でトラック幅の18%となる。このトラッキングのずれ量なら、ヘッドがトラックに記録された信号を再生できるので、トラッキング制御が可能であると考えられる。

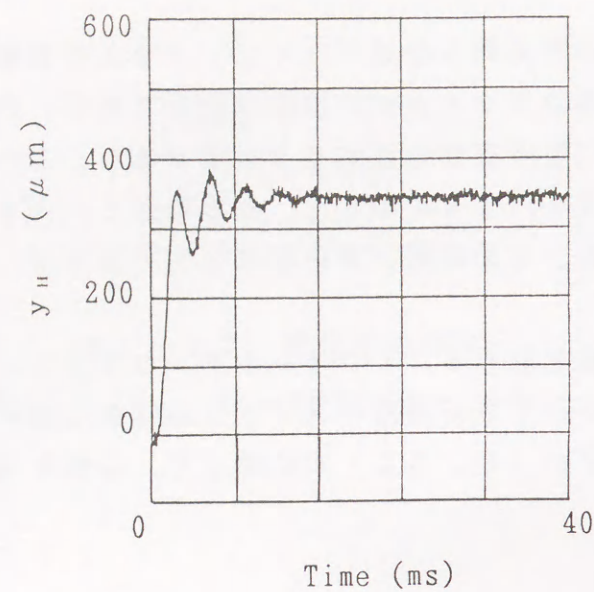


図 3. 1 4 容量制動のステップ応答 (等化前)
Fig. 3.14 Step response in the capacitor damping drive without equalizer.

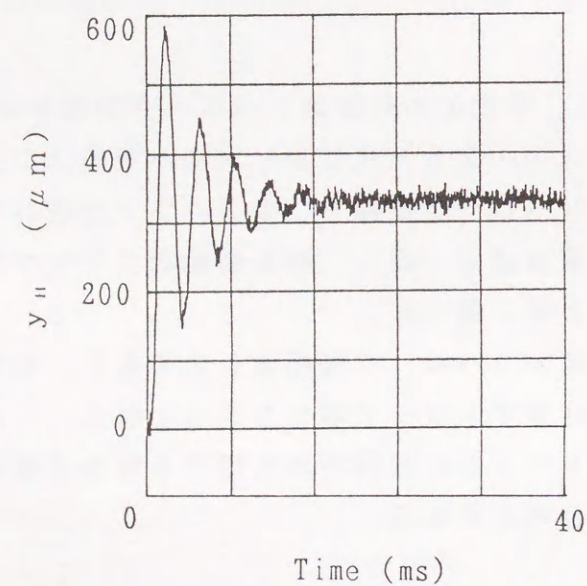


図 3. 1 5 容量制動のステップ応答 (等化後)
Fig. 3.15 Step response in the capacitor damping drive with equalizer.

表 3. 1 ステップ入力後 1 フィールドでの残留エンベロープ振幅
Table 3.1 Envelope levels of oscillation after $1/f_v$ from step input.

Damping	h_v (%)	
	Calculated	Measured
Without damping	9.6	9.6
Short damping	2.0	2.3
Capacitor damping without equalizer	0.8	—
Capacitor damping with equalizer	2.6	3.0

3.3 コイルの抵抗変化による感度の変化

短絡制動の場合は、感度がコイルの抵抗値に反比例する。容量制動におけるコイルの抵抗の影響は、等価回路による計算では大幅に改善されると推定されている。そこで、実際にアクチュエータに容量制動を実施して、影響を測定し等価回路による計算と比較検討した。

測定は、図3.8のシステムを使って行なった。方法は、電流感度、電圧感度、容量制動での感度の測定と同様で、各々の場合に外部抵抗 R_E を変化させて感度の変化を確認した。周波数は、ダイナミックトラッキングの動作の基本周波数であるフレーム周波数、すなわち30Hzで測定をした。結果は、図3.16の測定点で示している。感度は、 $R_E=0$ の場合を0dBとして正規化し表示した。

等価回路に基づく計算結果は、図3.16の実線で示した。計算は、電流駆動の感度が(3.10)式、電圧駆動の感度が(3.7)式、容量制動による感度が(3.22)式により求められた。周波数は30Hzで実施した。

等価回路による解析と実験値は、よく合致しており、電流駆動ではコイルの抵抗による感度変化がなく、電圧駆動ではコイルの抵抗により感度が反比例している。また等価回路による解析によると、容量制動ではコイルの抵抗により感度の変化は、電圧駆動の場合の約 $1/10$ になると予想されたが、実験によってこれが実証されて、大幅な改善が確認された。

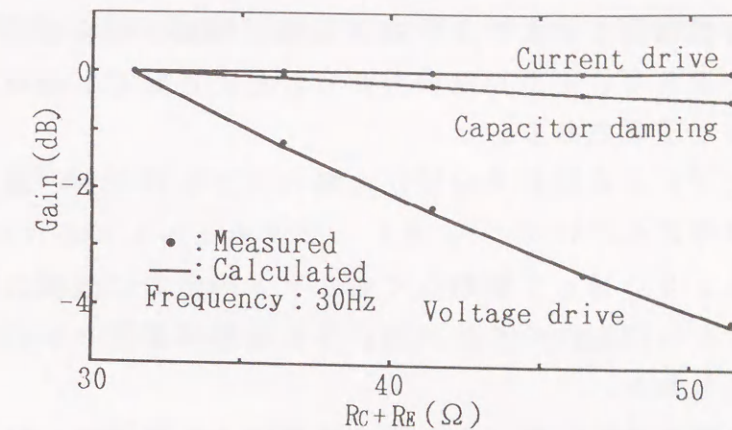


図3.16 コイルの抵抗変化による感度の変化
Fig. 3.16 Sensitivity variations with resistance of the coil.

第4節 テープによる制動

トラックの曲がりに追従するダイナミックトラッキングを実現するには、アクチュエータの応答をフレーム周波数以上にする必要がある。

電圧駆動や容量制動では1フィールド期間に機械共振を整定して、制御可能にすることができるが、トラックの曲がりに追従させると機械共振が伴って制御が困難になると予想される。

しかし、テープによる摩擦でQ値が大幅に下がることは、機械的シミュレーションにより予想されている⁽⁴⁾。また、アクチュエータをフレーム周波数の5倍に相当する150Hzで駆動してもヘッドの出力に機械共振の影響がほとんど表れないことも知られており⁽¹⁹⁾、これはテープとヘッドの摩擦による制動の効果と考えられる。

そこで、この節ではテープとヘッドの摩擦による制動で、フレーム周波数以上での応答が可能になることを検討する。

4.1 テープの制動によるQ値

テープとヘッドの間に摩擦がある場合の制動について検討する。ヘッドに機械負荷がかかっていない状態に比べて、残留振動が少ないことが知られているので、応答周波数の拡大が期待できる。

テープによる摩擦力の大きさは、テープがヘッドを押す力 f_t と摩擦係数 μ の積である。また、摩擦力の方向はヘッドの速度と反対である。いま、機械的共振周波数付近におけるヘッドの速度はコイルの速度 v と等しいとすると、摩擦力 f_T は速度と逆の方向で次のように表される。

$$f_T = \mu f_t \frac{v}{|v|} \quad \dots (3.29)$$

と表される。従ってテープの摩擦による粘性係数 D_t は、次式で示される。

$$D_t = \frac{\mu f_t}{|v|} \quad \dots (3.30)$$

これは、第2章の図2.9による基本等価回路で、摩擦力が機械負荷力 f_L に相当しているとして、求めることができる。また、同じく第2章の運動方程式(2.2)で、摩擦力を機械負荷力 f_L に置き換えても求めることができる。ここで、 $|v|$ の平均値はヘッドの共振振幅 W と共振周波数 f_A の積で表される。従って、粘性係数は、次式で近似できる。

$$D_t \doteq \frac{\mu f_t}{2 W f_A} \quad \dots (3.31)$$

テープの制動によるQ値 Q_t は、粘性係数で表すことができ、次式から求められる。

$$Q_t^2 = \frac{4 M K W^2 f_A^2}{\mu^2 f_t^2} \quad \dots (3.32)$$

全体のQ値 Q_T は、電磁制動によるQ値を Q_E とすると、

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_A} + \frac{1}{Q_E} + \frac{1}{Q_t} \quad \dots (3.33)$$

から求めることができる。ここに、容量制動のQ値 Q_D や電圧駆動のQ値 Q_V は $1/Q_A + 1/Q_E$ に置き換え可能である

4.2 実験と考察

テープとヘッドの間に摩擦がある場合の制動について実験し、解析結果と比較検討する。

テープをかけたとき、ヘッドはテープで遮蔽されて見えない。また、回転ドラム上で30Hzで回転している。従って、ヘッドの変位は光学変位計では測定できない。そこで、図3.17のようにヘッドの出力を増幅して、さらに検波することにより、エンベロープを検出してヘッドの変位と振動を推定している。

ヘッドの幅は、3倍モードのトラック幅に合わせてあり、19 μ mである。3倍モードで記録されたテープをこのヘッドによって再生すると、トラックとヘッドのずれに比例しエンベロープが低下するので、ヘッドの変位と振動を推定することができる。

実験は、3倍速の再生で実施する。ヘッドをトラックに追従させるため、アクチュエータに38 μ mの上下運動ができるように三角波で電圧駆動する。これにより、アクチュエータを加振してヘッドに振動を与え、テープとヘッドの摩擦による振動の減衰をエンベロープで確認する。

図3.18に、実験結果を示した。a)はテープが無いときのヘッドの変位を示している。振動は1周期で48%に低減している。この値から Q_V を求めると4.3である。b)はエンベロープを示している。

エンベロープが発生して、最初の振動の1周期内に、減衰が2回ある。これはc)に示したように、ヘッドがトラックから上方向に外れた場合と、下方向に外れた場合のどちらでも減衰するからと考えられる。エンベロープから求めたヘッドの変位では、振動は1周期で27%に低減している。この値から Q_T を求めると2.4であり(3.33)式より Q_F は5.4となる。

表3.2は、テープの制動によるQ値 Q_F とこれを算出した定数を示している。また、表3.3は、Q値の比較を示している。推定値と実験値はよく合致し、テープとヘッドの摩擦による制動も、2章で提案された等価回路で解析が可能なことが解った。

Q_T は、実験と推定の双方で2.4を得ている。この場合、ステップ応答のオーバーシュートは52%であるが、共振周波数で6dB低下するような低域通過フィルタを通してアクチュエータを駆動すれば、25%程度のオーバーシュートになる。

一方、トラックの曲がり、S-VHS規格の目標値で $7\mu\text{m}$ 以下である。記録機の曲がり、再生機の曲がり、逆方向ならば、両トラック間のずれは最大 $14\mu\text{m}$ になる。

これに対応するために、 $7\mu\text{m}$ のステップ応答を2回繰り返して $14\mu\text{m}$ のヘッド変位を得るとすると、1回でのオーバーシュートは $1.8\mu\text{m}$ となる。これは、トラック幅 $19\mu\text{m}$ の10%以下であるから無視できる。従って、再生トラック中でのヘッドの変位変更が可能になって、トラックの曲がり、追従することができる。

また、共振周波数が 310Hz の2次低域通過特性で、 Q_T が2.4であれば、共振周波数の $1/2$ つまり 150Hz 付近でゲインが+2.2dB、遅相が 15.5° である。従って、アクチュエータは駆動信号に充分追従してヘッドに変位を与えることができると考えられる。ここで、 150Hz は1フレームに5回のトラック曲がりの周波数に相当する。

これらの結果から、トラック曲がりの幅が $7\mu\text{m}$ 程度であり、曲がりの周期が1フレームに5回程度の場合なら、トラック曲がりに追従するダイナミックトラッキングが可能であると考えられる。

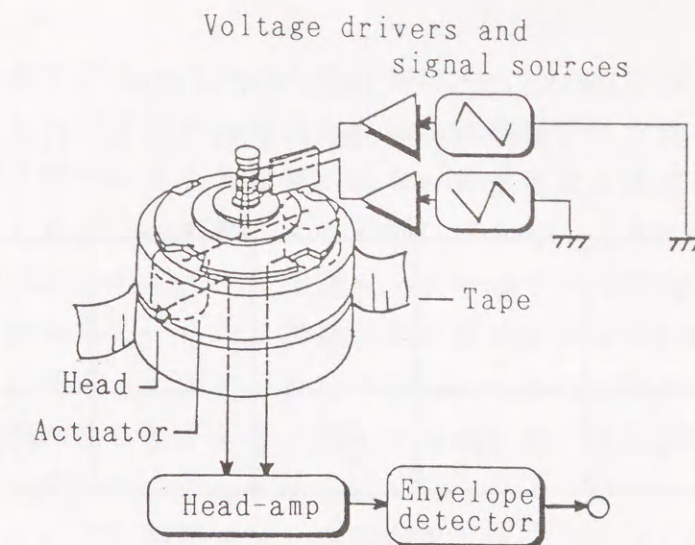


図3.17 ヘッドの変位測定ブロックダイアグラム
Fig. 3.17 Measurement block diagram of head displacement.

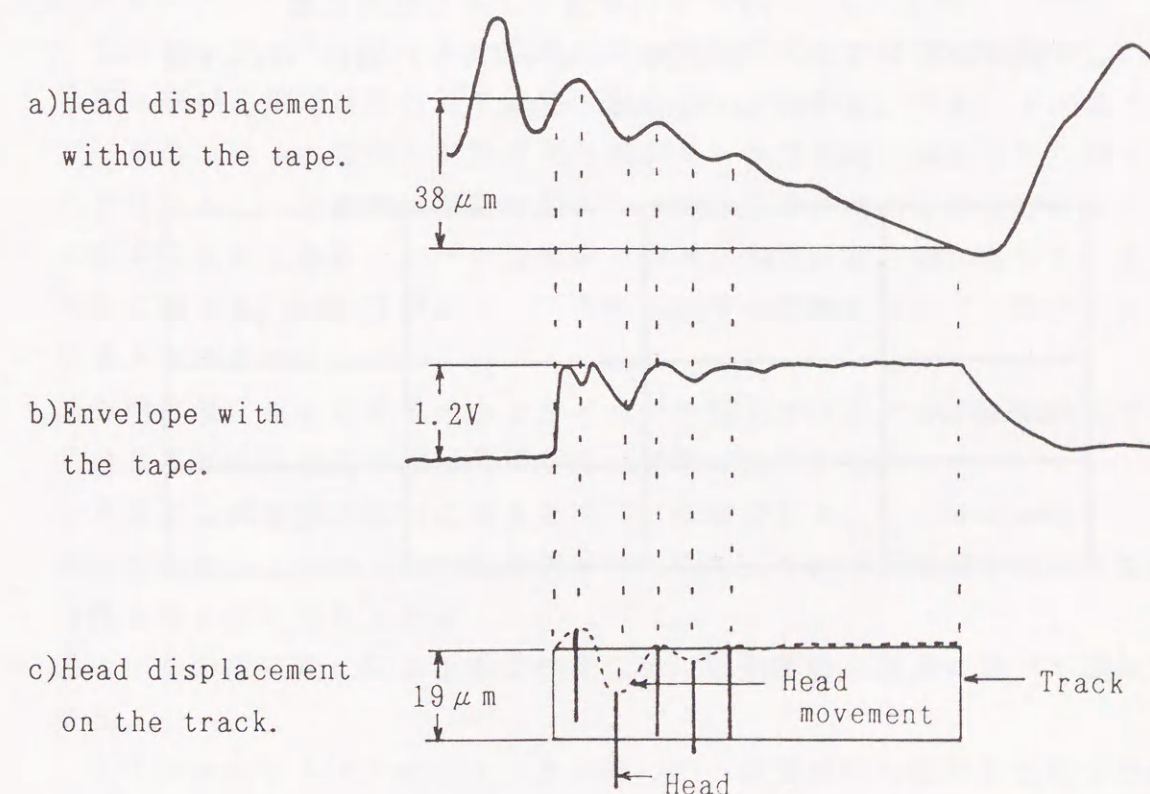


図3.18 3倍速再生におけるヘッドの変位
Fig. 3.18 Head displacement in $\times 3$ speed play.

表 3. 2 Q 値に関する定数
Table 3.2 Parameters about Q factor of friction.

M (Kg)	K (N/m)	W (m)	f_A (Hz)	μ	f_t (N)	Q_t
2.2×10^{-4}	860	19×10^{-6}	310	0.2	0.001	5.4

表 3. 3 テープの有無による Q 値の比較
Table 3.3 Comparison between Q factor with tape and Q factor without tape.

	Q_v without tape	Q_t	Q_T with tape
estimated	4.4	5.4	2.4
measured	4.3	5.4	2.4

第 5 節 結言

可動コイル型アクチュエータを電圧駆動すると、短絡制動が働いて Q 値は低くなる。しかし、コイルの温度変化による大幅な感度変化が予想される。そこで、Q 値と感度変化の双方を低減可能な、容量制動を提案し効果を確認した。また、テープとヘッドの摩擦による制動によって、Q 値がさらに低くなり、フレーム周波数以上でのダイナミックトラッキングが可能となることが解った。

まず、電圧駆動における短絡制動の動作原理を明らかにして、電圧駆動をするための信号源抵抗と、電流駆動をするための信号源抵抗の条件について等価回路を使って検討をした。また、コイルの抵抗値と電圧感度および電流感度の関係について考察した。

これによると、電圧駆動では、変位がアクチュエータのコイルの抵抗値に反比例する。コイルの抵抗値は温度により変わり、機器の周囲温度の変化、機器内温度上昇、コイルの自己発熱を考慮すると温度範囲は約 80℃に達し、銅線やアルミ線の抵抗値変化は約 32%と予想される。このように大幅な変化をすると、高精度な位置制御は困難である。従って、コイルの抵抗値変化によって感度が変わらない制動方式が望まれる。一方、電流駆動では機械共振と同じ大きい Q 値を示すが、電流対変位の感度（電流感度）はコイルの抵抗値には関係しない。

そこで、アクチュエータの駆動の基本周波数付近では電流駆動をし、それより高い機械共振周波数付近では電圧駆動をするために、可動コイル型アクチュエータのコイルと並列に制動容量を接続する容量制動を提案した。双方の駆動のクロスオーバー周波数は制動容量とコイルの抵抗の積の時定数で定まり、駆動の基本周波数であるフレーム周波数と機械共振周波数の間にあって、双方から同等に離れている必要がある。この条件で容量制動について、解析と実験により以下を確かめた。

- ①制動容量に流れる電流の内、コイルの起電力と同相成分が制動作用をする。
- ②共振周波数は制動容量で低下するが無視可能である。
- ③共振の Q 値は電圧駆動の場合と同等に低減される。
- ④制動容量によって 1 次低域通過特性を示す。これは駆動回路に 1 次高域通過特性を持たせて等化できる。
- ⑤コイルの抵抗変化による感度の変化は、電圧駆動の場合に比べて低減可能である。

VTR のヘッドアクチュエータを使って、容量制動の動作を実験で確認したところ、Q 値は電流駆動の場合の約 1/100 に低減でき、コイルの抵抗による感度変化は電圧駆動の場合の約 1/10 に圧縮できた。これらの検討により制動容量の効果が立証でき、さらに制動容量と Q 値の関係および等化特性の定

め方が明らかになって、容量制動の設計が可能になった。

また、テープとヘッドの摩擦による制動によってQ値がさらに低くなり、フレーム周波数以上での制御の可能性が期待されるので、これについても検討した。

等価回路で解析したところ、テープとヘッドの摩擦によるQ値が5.4で電圧駆動の場合のQ値が4.4であり、両方の制動がかかった場合にはQ値が、2.4となることが予想された。実験結果は解析と合致し、テープとヘッドの摩擦による制動も、提案の等価回路で解析が可能なが実証された。

ステップ応答のオーバシュートは、低域通過フィルタを通してアクチュエータを駆動することにより、25%程度に押さえることができる。また、150 Hz付近では、フレーム周波数のときに比べると、アクチュエータのゲインが+2.2 dB、遅相が15.5度であり、帰還制御も安定に実施できる。従って、ヘッドの追従幅が14 $\mu\text{m}_{\text{P-P}}$ 、曲がりの周期が1フレームに5回程度の場合なら、トラック曲がりに追従するダイナミックトラックが可能と考えられる。

参考文献

- (1)小島, 児玉: “コンデンサで制動された可動コイル式アクチュエータの周波数応答”, 電気学会論文誌, Vol.114-D, No.7, pp.766~771(1994).
- (2)M.Kodama, A.Sano, M.Kojima: “Videorekorder-Kopftrommel mit positionierbaren Magnetköpfen”, Patentschrift, DE 3829050 C2(1993).
- (3)M.Kodama and M.Kojima, A.Sano: “VARIABLE TAPE SPEED HEAD-CARRIER DRUM CONTROL APARATUS”, United States Patent, 4,970,611(1990).
- (4)小島, 塚原, 増田, 岡田, 北澤, 佐野: “VTRのオートトラッキング技術”, 三菱電機技報, Vol.64, No.8, pp.631~634(1990).
- (5)小島: “可動コイル式アクチュエータの容量制動, 平成五年 電気関係学会関西支部連合大会講演論文集, G393(1993).
- (6)小川, 伊藤, 林, 久保: “光ディスクメモリの2段結合サーボ方式”, 光メモリシンポジウム'85論文集, pp.203~208(1985).
- (7)長沢, 中島: “オブザーバーを用いた光ディスクのトラッキング制御”, 1988年 テレビジョン学会全国大会講演予稿集, pp.183~184(1988).
- (8)長沢, 中島: “オブザーバーを用いた光ディスクのトラッキング制御”, テレビジョン学会誌, Vol.43, No.5, pp.498~504(1989).
- (9)古石, 中津, 金川, 岡田: “VTRヘッド可動用超小形アクチュエータ”, 第3回電磁力関連のダイナミックスシンポジウム講演論文集, pp.525~528(1991).
- (10)中津, 古石: “VTRのヘッド可動用小形アクチュエータの制振制御”, テレビジョン学会誌, Vol.45, No.12, pp.1597~1599(1991).
- (11)長沢, 横山, 井戸, 石田: “高密度デジタル記録のためのダイナミックトラック制御システム”, テレビジョン学会誌, Vol.46, No.3, pp.331~340(1992).

- (12) 森, 中川, 富田, 栗原, 長沢, 横山, 井戸, 中村: “家庭用デジタル VTR における可動ヘッド機構”, テレビジョン学会誌, Vol.46, No.6, pp. 766~772(1992).
- (13) K. Nakatsu, Y. Furuishi and Y. Kanagawa: “Damping Control of Small Actuator for Moving Heads of VCRs”, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.39, No.2, pp.71~76(1993).
- (14) K. mori, M. Tomita, T. Sige-eda, K. Kokubo and K. Nakagawa: “A Digital Deck Mechanism Using New Precision Actuators for High Density Recording”, IEEE Trans. Consumer Electronics, Vol.39, No.3, pp.304~311(1993).
- (15) 小島, 児玉: “可動コイル式アクチュエータの等価回路と応答”, 電気学会論文誌, Vol.113-C, No.10, pp.766~771(1993).
- (16) 小島: “可動コイル式アクチュエータの応答, 平成四年 電気関係学会関西支部連合大会講演論文集, G383(1992).
- (17) 涌井: “光ビームアクセス”, 昭和59年度 電子通信学会光・電波部門全国大会講演論文集, 2-144(1984).
- (18) 涌井: “非線形摩擦を有する光学ヘッド・アクチュエータのシミュレーション実験”, 昭和61年度 電子通信学会光・電波部門全国大会講演論文集, 1-175~176(1986).
- (19) M. Kojima, K. Hatanaka and S. Kawabe: “Dynamic Tracking System using Moving Coil Actuators for a Consumer VCR”, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.40, No.4, pp.969~975(1994).

第4章 可動コイル型アクチュエータにおける駆動回路の考察

第1節 緒言

この章では、可動コイル型アクチュエータの駆動回路として、駆動の基本周波数であるフレーム周波数の付近で電流帰還をかけ、機械共振周波数付近では電圧帰還をかけた増幅回路方式を提案する^{(1)~(4)}。フレーム周波数での電流帰還は、アクチュエータの抵抗値の温度による変化で感度が偏移するのを低減する。さらに、共振周波数付近での電圧帰還は、制動を与えQ値を低減する。また周波数特性の平坦化も、特別の等化回路を付加せずに回路諸元の選定で実現できる。以下に、これらを解析と実験で示す。さらに、この回路方式の設計方法を明らかにする⁽¹⁾⁽²⁾。

デジタルVTRや光ディスクなどの高密度記録の発達に従って、ビデオヘッドやピックアップなどの変位を高精度に制御する可動コイル型アクチュエータが広く使われている。これらのアクチュエータは、Q値の大きい機械共振をするので制動が必要であり、制動に関する種々の検討がされている。その多くは負帰還を使っている。制動だけを目的とする場合には、アクチュエータに速度検知器を装着して、その出力によって速度帰還をかける方法が報告されている^{(5)~(7)}。

また、制動とともに位置制御を行なう場合には、アクチュエータに位置検知器を設けて、その出力により負帰還をかける報告もある^{(8)~(13)}。可動磁石型アクチュエータでは渦電流型位置検出器を設け、その出力により負帰還をかける例がある⁽¹⁴⁾。

しかし、検知器を小さいアクチュエータに装着して、回転ドラムからその出力を固定部分に伝送することは、必用精度や工数と費用面から、好ましいことではなく、検知器が不要な負帰還が望まれる。

アクチュエータの端子には、コイルの速度に比例した逆起電力が発生する。従って、端子電圧を駆動回路の入力に負帰還することによって、電圧帰還回路を構成すると、Q値を大幅に低減できる。これは電圧駆動と等価である。また電圧駆動をすることによってQ値を大幅に低減できることも知られている^{(1)(15)~(19)}。しかし、増幅器の電圧電流変換感度が、負荷であるコイルの抵抗値により変化する。コイルの抵抗値は温度で変わるので変位が影響を受け、高精度な位置制御が困難になる。

一方、十分に電流帰還をかけた増幅器で駆動すると、機械共振と同じ大きいQ値を示すが、コイルの抵抗値変化で電圧電流変換感度が変わることはない。

そこで、Q値と感度変化の双方を低減できる駆動回路方式が望まれる。

第3章では容量制動がこの特徴を持つことを示したが、制動容量が $47\mu\text{F}$ と大きく、電解コンデンサを使う必要がある。しかし、電解コンデンサは精度が悪く、 $\pm 20\%$ 程の偏差がある。また、低温で容量が約 20% 位低下する。従って、所望の周波数特性を安定に得ることが困難である。

また、等化回路を別に設ける必要がある。そこで帰還増幅回路を使って、この特長と等化特性を得て、しかも帰還回路に使うコンデンサが比較的low容量であるが精度が高く温度による偏差の少ないフィルムコンデンサで実現できることが課題となる。

これに対し、アクチュエータの駆動の基本周波数付近では電流帰還をかけ、それより高い共振周波数付近で電圧帰還をかけた、具体的増幅器が示されている⁽³⁾⁽⁴⁾。

これらは、ヘッドの位置センサーが必要な方式ではないので、容易に構成できる。しかし、次の事項の説明が充分とはいえない。

①Q値の低減

②抵抗値の変化による変換感度の変化低減

③周波数応答の平坦化

そこで、この章では一般化された電圧電流複合帰還回路方式を提案して、周波数応答の解析をし、電圧駆動と同等のQ値低減、および周波数特性の平坦化や等化が諸元値の選定で実現できることを示す。次に、ビデオテープレコーダ用ヘッドアクチュエータを提案の回路方式で駆動したときの効果と周波数応答を測定して、周波数応答の解析値と比較する。これらの結果から、上記の①～③を明らかにするとともに本提案の有効性を確認する。

第2節 帰還増幅回路による駆動

可動コイル型アクチュエータの駆動回路に、駆動の基本周波数であるフレーム周波数の付近で電流帰還をかけると、アクチュエータの抵抗変化による感度の変化を低減できる。また共振周波数付近で電圧帰還をかけると、Q値が低減できることを解析と実験で確認する⁽¹⁾⁽²⁾。

2.1 電圧帰還増幅回路による駆動

アクチュエータのコイルが動くと、その速度に比例し逆起電力が発生する。この逆起電力は、アクチュエータの端子に表れる。したがって、アクチュエータの端子電圧を駆動回路の入力に負帰還することによって、速度帰還が可能になる。つまり、アクチュエータを電圧帰還増幅回路で駆動した場合、速度帰還による制動がかかりQ値を大幅に低減できる⁽¹⁾。

この場合、電圧駆動することと等価であり、また電圧駆動をしてもQ値を大

幅に低減できることが知られている^{(1)~(4)(15)~(19)}。図4.1は電圧帰還増幅回路の一例であり諸元値を表4.1に示している。電圧利得は(4.1)式で表される。

$$\frac{E}{E_s} = -\frac{R_2}{R_1} = -1 \quad \dots (4.1)$$

電圧変位変換感度は、アクチュエータの電圧感度を表す第2章の(2.17)式を使って周波数伝達関数で表すと次のように書ける。

$$\begin{aligned} \frac{Y_c}{E_s} &= \frac{E}{E_s} \frac{Y_c}{E} \\ &= -\frac{G/R_c}{1+j\omega/\omega_A Q_v - \omega^2/\omega_A^2} \quad \dots (4.2) \end{aligned}$$

電圧変位変換感度は、負荷であるコイルの抵抗値 R_c に反比例する。コイルの抵抗値は温度で変わるので、変位が影響を受ける。この欠点のため、高精度な位置制御が困難になると考えられる。

一方、電圧帰還増回路で駆動した場合の周波数応答の実験結果を、図4.2の破線で示した。周波数応答は、ほぼ2次低域通過特性を示しており、共振のQ値は4.3である。この値は、アクチュエータの電圧感度におけるQ値と同じである。

2.2 電流帰還増幅回路による駆動

図4.3は、アクチュエータを駆動するための電流帰還増幅回路の一例であり、その諸元値は、表4.1に示されている。ここで O_a は、演算増幅回路である。 A はアクチュエータに流れる電流 i に対する電流電圧変換感度であり、(4.3)式で表される。

$$A = \frac{R_4 R}{R_3} \quad \dots (4.3)$$

その値は 33V/A である。

この回路の電圧電流変換感度は、(4.4)式で示される。

$$\frac{I}{E_s} = -\frac{R_2}{R_1 A} \quad \dots (4.4)$$

その値は -30 mA/V である。

電圧変位変換感度は、アクチュエータの電流感度を表す第2章の(2.16)式を使って周波数伝達関数で表すと次のように書ける。

$$\begin{aligned} \frac{Y_c}{E_s} &= \frac{I}{E_s} \frac{Y_c}{I} \\ &= -\frac{R_2 R_3}{R_1 R_4 R} \frac{G}{1 + j\omega / \omega_A Q_A - \omega^2 / \omega_A^2} \quad \dots (4.5) \end{aligned}$$

電圧変位変換感度は、負荷であるコイルの抵抗値 R_c に関係しない。従って、コイルの抵抗値が温度によって変化しても、変位が影響を受けないという特長がある。

一方、電流帰還増回路で駆動した場合の周波数応答の実験結果を、図4.2の実線で示した。周波数応答は、ほぼ2次低域通過特性を示しており、共振のQ値は440である。この値は、アクチュエータの電流感度におけるQ値と同じである。

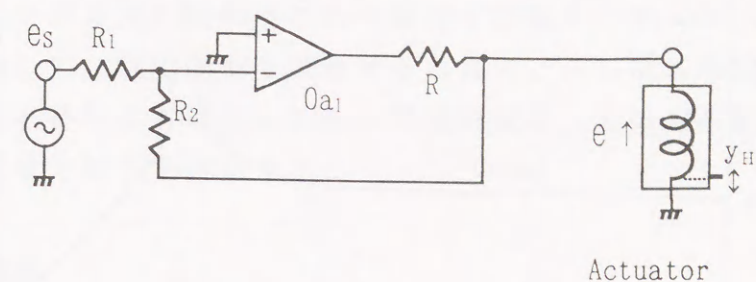


図4.1 電圧帰還増幅回路

Fig. 4.1 A voltage feed back amplifier.

表4.1 増幅回路の諸元値

Table 4.1 Parameters of amplifiers.

R (Ω)	R ₁ (Ω)	R ₂ (Ω)	R ₃ (Ω)	R ₄ (Ω)	TYPE OF Oa ₁ /Oa ₂
2.2	47k	47k	10k	150k	TA7272P

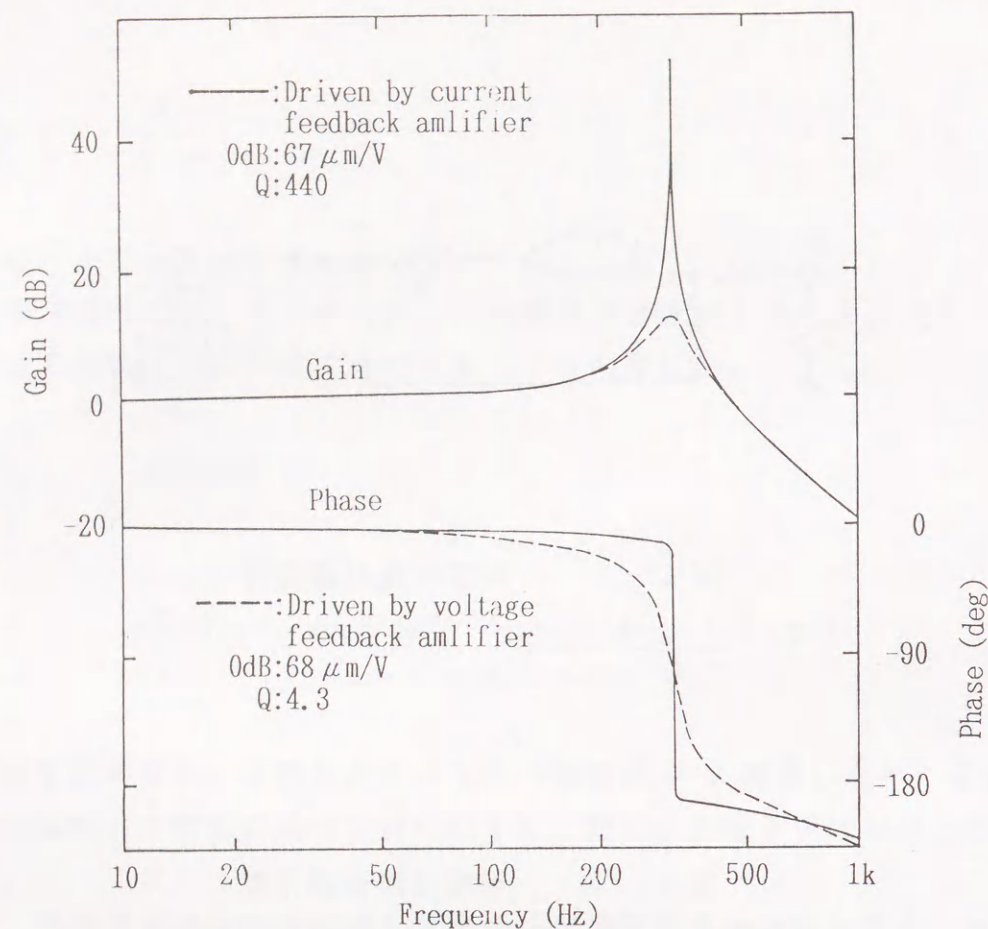


図4.2 帰還増幅器で駆動されたアクチュエータの周波数応答
Fig. 4.2 Frequency responses of the actuator driven by feedback amplifiers.

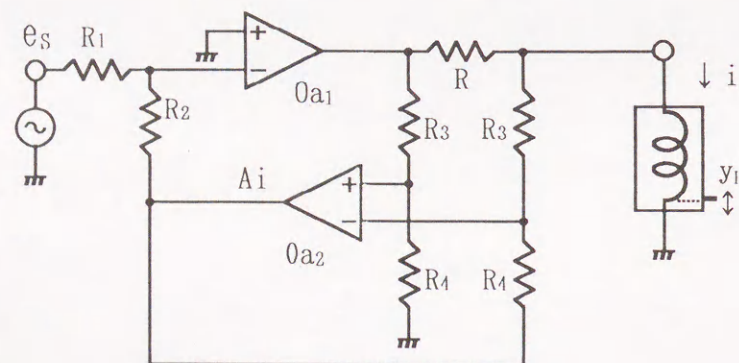


図4.3 電流帰還増幅回路
Fig. 4.3 A current feed back amplifier.

第3節 容量制動回路と等化

容量制動について第3章でその原理と効果について示した⁽¹⁵⁾⁽²⁰⁾。この節では、コンデンサが並列に接続された可動コイル型アクチュエータを電流帰還増幅回路で駆動して、容量制動を実現すると共に、この電流帰還増幅回路に1次高域通過特性を持たせて等化も同時に実現可能な、具体的な駆動回路を提示すると共に、実験で効果を確認する。

3.1 駆動回路

容量制動は、可動コイル型アクチュエータにコンデンサが並列に接続し、電流帰還増幅回路で駆動することによって実現できる。電流帰還増幅回路としては、図4.3が利用できる。等化特性は、抵抗 R_1 と並列にコンデンサを接続することによって得られる。

回路全体を示すと、図4.4のようになる。この回路の電圧電流変換利得は(4.6)式で表され、容量制動に必要な等化特性を持つ。

$$\frac{I_s}{E_s} = -\frac{R_2 R_3}{R_1 R_4 R} (1 + j\omega C_1 R_1) \quad \dots (4.6)$$

等化特性は、第3章の(3.26)式で表され、これと対比すると C_1 は次の式によって定めることができる。

$$\omega_D = \frac{1}{C_1 R_1} \quad \dots (4.7)$$

表4.2に、この回路の諸元値を示したが、これよればクロスオーバー周波数は108 Hzとなる。

図4.4の場合には、帯域外での利得の上限を定めていない。しかし e_s として、信号源抵抗が50 Ωの発振器を使うなら、上限遮断周波数が2.16 kHzとなり、安定な動作が可能になる。

図4.4の回路による電圧変位変換感度の周波数応答を測定して、図4.5に示した。低周波感度は73 μm/Vであり、Q値は4.6となって、第3章の図3.11の等化後における容量制動の周波数応答とほぼ等しい特性となることが解った。

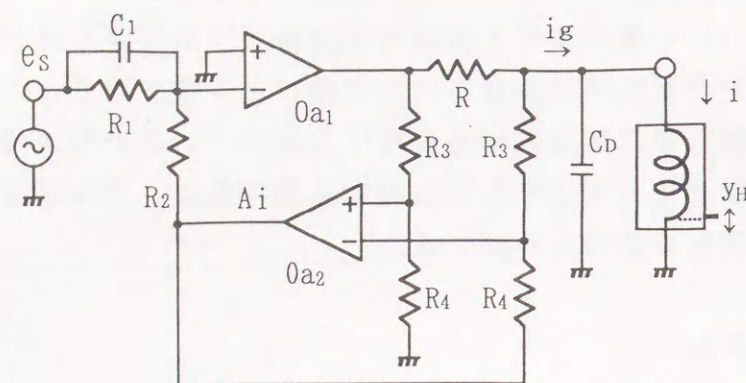


図 4. 4 容量制動回路

Fig. 4.4 The capacitor damping circuit.

表 4. 2 増幅回路の諸元値

Table 4.2 Parameters of the capacitor damping circuit.

R (Ω)	R ₁ (Ω)	R ₂ (Ω)	R ₃ (Ω)	R ₄ (Ω)	C ₁ (μ F)	C _D (μ F)	TYPE OF 0a ₁ /0a ₂
2.2	1k	1k	10k	150k	1.55	47	TA7272P

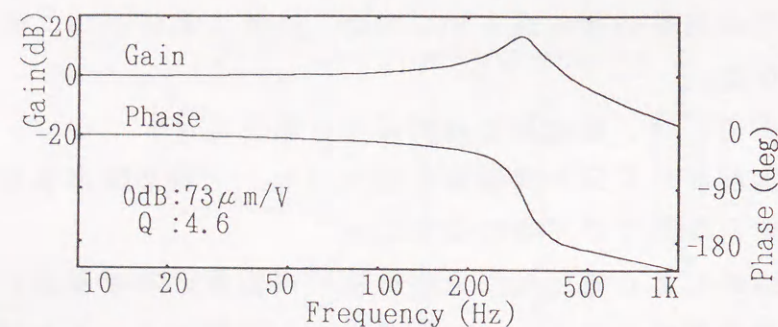


図 4. 5 等化後の容量制動における周波数応答

Fig. 4.5 Frequency responses in the capacitor damping drive with equalizer.

第 4 節 電圧電流複合帰還増幅器による駆動

アクチュエータの駆動の基本周波数付近では電流帰還をかけコイルの抵抗変化による感度の変化を低減し、それより高い共振周波数付近で電圧帰還をかけ制動を図る回路方式を提案する^{(1)~(4)}。

また、第 2 章で示した等価回路を使って周波数応答を解析し、第 3 章の容量制動における 1 次低域通過特性の等化が不要であり、さらにこの回路の出力インピーダンスを解析と実験から考察して容量制動と等価な働きをしていることを示す⁽²¹⁾。

4. 1 回路構成

図 4. 6 が提案の回路構成であり、この回路の電圧電流変換感度を式によって求める。

ここで、点線は電流検知回路であり、その電流電圧変換感度を A 、低域通過フィルタ (LPF) の伝達関数を H_L 、広域通過フィルタ (HPF) の伝達関数を H_H とすると、帰還信号 E_f は次式で表される。

$$E_f = I(AH_L + ZH_H) \quad \dots (4.8)$$

また E_f と信号源電圧 E_s の関係は次のようになる。

$$\frac{E_s}{R_1} + \frac{E_f}{R_2} = 0 \quad \dots (4.9)$$

従って、電圧電流変換感度は次式で表される。

$$\frac{I}{E_s} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{AH_L + ZH_H} \quad \dots (4.10)$$

4. 2 設計の条件

共振周波数の近傍以外の周波数応答の平坦化条件、および Q 値低減と感度変化低減の両立条件を求める。

アクチュエータのインピーダンス Z を表す第 3 章の図 3. 10 によれば、共振周波数の近傍以外では、 Z はコイルの抵抗 R_c で近似できると考えられる。従って、(4.10) 式より、(4.11) 式を得る。

$$\frac{I}{E_s} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{A H_L + R_C H_H} \quad \dots (4.11)$$

ここで、LPFとHPFを1次とし遮断角周波数を各々 ω_L , ω_H とすると、(4.11)式は次のようになる。

$$\frac{I}{E_s} = -\frac{R_2}{A R_1} \frac{1}{\frac{1}{1+j\omega/\omega_L} + \frac{R_C}{A} \frac{1}{1+\omega_H/j\omega}} \quad \dots (4.12)$$

低域と高域における変換感度を等しくする等化条件は、次式で示される。
 $A = R_C \quad \dots (4.13)$

この条件下で、遮断周波数付近における変換感度の平坦化条件は次式で示される。

$$\omega_L = \omega_H = \omega_D \quad \dots (4.14)$$

ここで ω_D は電圧帰還と電流帰還のクロスオーバー角周波数である。このとき電圧電流変換感度は、次式で表される。

$$\frac{I}{E_s} = -\frac{R_2}{A R_1} \quad \dots (4.15)$$

クロスオーバー周波数 f_D はフレイム周波数 f_F と共振周波数 f_A に対して同等に離れている必要があり、次式に準じればよい。

$$f_D^2 = f_F f_A \quad \dots (4.16)$$

これが、Q値低減と感度変化低減の両立条件である。

以上の(4.13)式、(4.14)式、(4.16)式によって基本的な設計が可能になる。

4.3 周波数応答と制動効果

次に、共振周波数の近傍も含めて等価回路を使って、入力信号 E_s に対するコイルの変位 Y_c の周波数応答を求める。

感度は、(4.17)式から求めることができる。

すなわち、電圧電流変換感度を示す(4.10)式、等化条件の(4.13)式平坦化条件の(4.14)式、2章で等価回路によって求めた Z と Y_c/I を示す(2.21)式および(2.16)式を周波数伝達関数に直して、 Y_c/E_s を求めると、

$$\frac{Y_c}{E_s} = \frac{G R_2}{A R_1} \frac{1}{1+j\omega/\omega_A Q_f - (1+a)\omega^2/\omega_A^2} \quad \dots (4.17)$$

となる。ここで、

$$a = \frac{\omega_A}{\omega_D} \frac{1}{Q_C(1+\omega^2/\omega_D^2)} \quad \dots (4.18)$$

$$\frac{1}{Q_f} = \frac{1}{Q_A} + \frac{1}{Q_C(1+\omega_D^2/\omega^2)} \quad \dots (4.19)$$

また Q_C は、等価回路においてコイルの抵抗 R_C 単独で得られる制動によるQ値を示しており、第2章の(2.19)式で表される。

(4.17)式の分母の a は共振周波数が低下することを示しており、 ω が ω_A の近傍では $\omega_D = \omega_A$ のとき最大になる。このとき $a = 1/2 Q_C$ となり、 $1 \ll 2 Q_C$ なら共振周波数の低下は無視できる。

また Q_f は、(4.19)式において共振周波数の低下が無視できて、しかも $\omega_D^2/\omega_A^2 \ll 1$ とすると、次のようになる。

$$\frac{1}{Q_f} = \frac{1}{Q_A} + \frac{1}{Q_C} \quad \dots (4.20)$$

これを等価回路と比較すると、アクチュエータの端子を短絡したときと同等であり、すなわち電圧帰還増幅回路で駆動したときに近いQ値が得られることを示している。

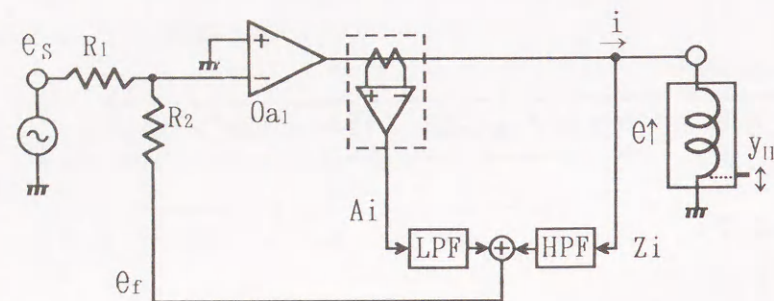


図 4. 6 電圧電流複合帰還増幅器

Fig. 4.6 A voltage and current feedback amplifier.

4. 4 コイルの抵抗変化による感度の変化

電圧電流複合帰還増幅回路で可動コイル式アクチュエータを駆動した場合、コイルの抵抗値による変換感度への影響はほとんど無いことを示す。

コイルの変位は電磁力に比例し、電磁力は電流に比例する。従ってアクチュエータを駆動する増幅回路の電圧電流変換感度は、コイルの抵抗値に無関係であることが望ましい。

しかし、電圧帰還増幅回路で駆動した場合、コイルの抵抗値に反比例する。機器の周囲温度の変化を 40°C 、機器内温度上昇を 20°C 、コイルの自己発熱を 20°C とすると、コイルの温度範囲は約 80°C に達し銅線やアルミ線の抵抗値変化は約 32% と予想される。従って、電圧帰還増幅回路で駆動すると 32% の感度変化が懸念され、高精度な位置制御は困難である。

これを低減するには、フレーム周波数 f_F 付近での電流帰還が有効と考えられる。そこで電圧電流複合帰還を提案しているが、電圧帰還と電流帰還のクロスオーバー周波数 f_D が f_F に近いと、 f_F 付近では電流帰還が低下し電圧帰還も加わる。従って、コイルの抵抗値変化で電圧電流変換感度への影響がでる。

この影響について、電圧電流変換感度を示す(4. 12)式に平坦化条件である(4. 14)式を適用して、 f_F における変換感度の絶対値を求めると、次式を得る。

$$\left| \frac{I}{E_s} \right|^2 = \frac{R_2^2 (1 + \omega_F^2 / \omega_D^2)}{A^2 R_1^2 \left(1 + \frac{R_c^2}{A^2} \frac{\omega_F^2}{\omega_D^2} \right)} \quad \dots (4. 21)$$

(4. 21) 式で、 R_c^2 / A^2 は(4. 13)式の等化条件により 1 に近いとすると、 $\omega_F^2 / \omega_D^2 \ll 1$ なら R_c の影響はほとんどない。このとき、(4. 21)式は近似的に、 $R_2^2 \{ 1 + (1 - 2R_c / A) \omega_F^2 / \omega_D^2 \} / A^2 R_1^2$ と表される。従って、コイルの抵抗による感度変化は、ほぼ ω_F^2 / ω_D^2 に比例する。

4. 5 実験と考察

電圧電流複合帰還増幅回路の帰還電圧を得る回路を示し、周波数応答、コイルの抵抗による電圧変位変換感度変化、ステップ応答を検討する。

(1) 帰還回路

電圧電流複合帰還回路の簡単な具体例を、図 4. 7 に示す^{(1)~(4)}。この例では電流帰還信号 $A I$ と電圧帰還信号 $Z I$ を電流帰還抵抗 R_f と電圧帰還容量 C_f で分圧して帰還電圧を E_f 得ている。 E_f は、(4. 22)式で表すことができる。

$$E_f = I \left(\frac{A}{1 + j\omega/\omega_D} + \frac{Z}{1 + \omega_D/j\omega} \right) \quad \dots (4.22)$$

ここで、

$$\omega_D = \frac{1}{C_f R_f} \quad \dots (4.23)$$

である。

この回路に基づく電圧電流複合帰還増幅回路が図4.8であり(4.22)式が示すように(4.14)式の平坦化条件も満たしている。

諸元値は、表4.3に示した。この諸元設定によると、電圧電流変換感度 A は 33 V/A であり、コイルの抵抗 R_c は 31Ω であるから、ほぼ(4.13)式を満足している。すなわち、低域と高域における電圧電流変換感度の等化がなされている。また、クロスオーバー周波数 f_D は 108 Hz であるから、ほぼ(4.16)式に準じており、フレイム周波数と共振周波数から同等に離れている。

以上のように、この電圧電流複合帰還増幅回路によってアクチュエータを駆動すると、4.2項で示した基本設計条件を満たしており、 Q 値低減とコイルの抵抗による感度変化低減および共振周波数付近まで平坦な周波数応答が期待できる。

(2) 周波数応答

図4.8の電圧電流複合帰還増幅回路で、アクチュエータを駆動したときの周波数応答を測定し、図4.9の測定点で示した。 Q 値は、図4.1の電圧帰還増幅回路で駆動した場合とほぼ同じ値である4.6に低減できた。また、遮断周波数付近および前後の周波数特性を平坦化できている。さらに、共振周波数の低下は微少であり、提案の有効性が確認された。

次に、共振点以上の周波数での位相に着目する。 1 kHz では位相が 180 度以上になっているので、単純な2次低域通過特性でないことがわかる。これは、第2章第6節で検討した腕の応答 h_a によるものと考えられる。そこで、図4.8の電圧電流複合帰還増幅回路に関し、回路解析プログラム SPICE でシミュレーションを実施し、腕の周波数応答 h_a で補正することで Y_H/E_S の周波数応答を推定した。その結果を図4.9の実線で示した。実験と推定は良く一致しており、等価回路と駆動回路を組み合わせた解析の有効性が、改めて確認できた。

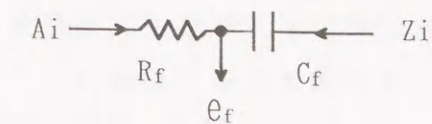


図4.7 単純化帰還回路

Fig.4.7 A simple feed back circuit.

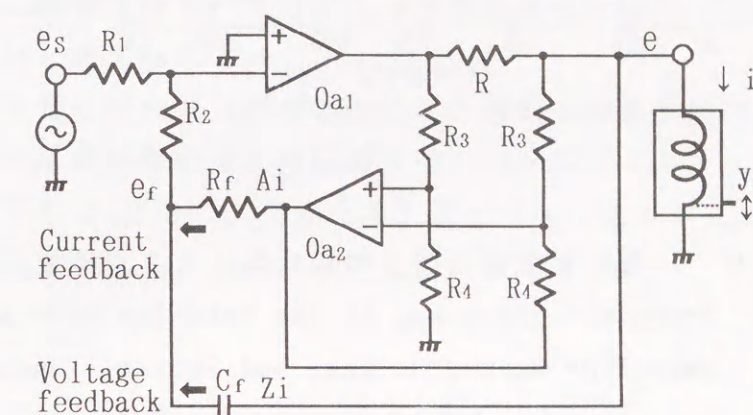


図4.8 電圧電流複合帰還増幅回路

Fig.4.8 An amplifier having voltage and current feedback.

表4.3 増幅回路の諸元値

Table 4.3 Parameters of amplifiers.

R (Ω)	R ₁ (Ω)	R ₂ (Ω)	R ₃ (Ω)	R ₄ (Ω)	R _F (Ω)	C _F (μF)	TYPE OF 0a ₁ /0a ₂
2.2	47k	47k	10k	150k	1k	1.55	TA7272P

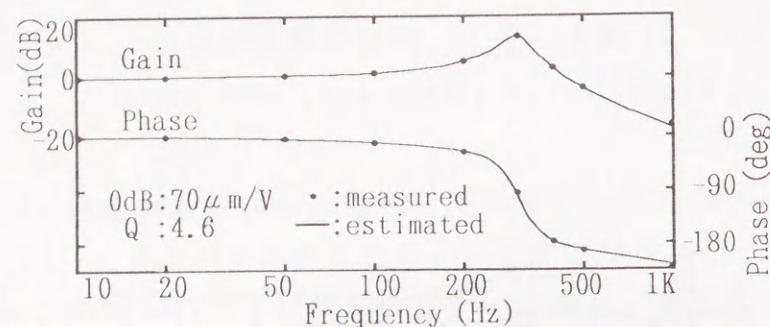


図4.9 電圧電流複合帰還増幅回路による周波数応答
Fig. 4.9 Frequency responses of the actuator driven by the amplifier having voltage and current feedback.

(3) コイルの抵抗値と変換感度の関係

図4.8の増幅回路で、駆動周波数を30 Hzとして、負荷抵抗を変化させたときの電圧電流変換感度の変化を解析と実験で求めた。計算は(4.21)式により行い、図4.10に実線で示すとともに、実験により求めた結果を測定点で示した。負荷抵抗を27 Ωから39 Ωに変化させたときの変換利得の変化を実験すると、電圧帰還増幅回路では2.83 dBであったが、電圧電流帰還増幅回路では0.28 dBに低減でき、電圧電流帰還増幅回路による駆動の有効性が示された。電流帰還増幅回路では変化がなかった。

次に、この増幅回路の300 Hzと30 Hzにおける負荷抵抗値と変換感度の関係を実験で求めた。その結果を図4.11に示しているが、300 Hzでは電圧駆動の特長を持ち、30 Hzでは電流駆動の特長を持つ。これは容制動の動作に近いと考えられる。

そこで電圧電流複合帰還増幅感度による駆動と容量制動の関係を明らかにするために、電圧電流複合帰還増幅感度の出力インピーダンスを求める。出力インピーダンスを Z_o として、(4.9)式と(4.22)式から求めると、

$$Z_o = -\frac{\partial E}{\partial I}$$

$$= \frac{A R \omega_D}{j \omega} \quad \dots (4.24)$$

となる。出力インピーダンスは容量性であり、容量値を C_o とすると、

$$C_o = \frac{1}{A R \omega_D} \quad \dots (4.25)$$

である。これに実際の諸元値を代入すると46 μFとなり、第3章で求めた制動容量値47 μFとほぼ一致する。従って、電圧電流複合帰還増幅回路は、出力インピーダンスが容量性で、容量制動に伴う1次低域通過特性を等化していると考えられる。

次に、30 Hzで電圧変位変換感度とコイルの抵抗値の温度特性を測定して図4.12に示した。その結果、コイルの抵抗は4100 ppm/℃であり、電圧駆動での変換感度は-4300 ppm/℃であった。電圧電流複合帰還増幅回路は-1000 ppm/℃で、電圧駆動の場合の23%に低減できたが、残留分の大半はクロスオーバー周波数が駆動周波数に近いと考えられる。

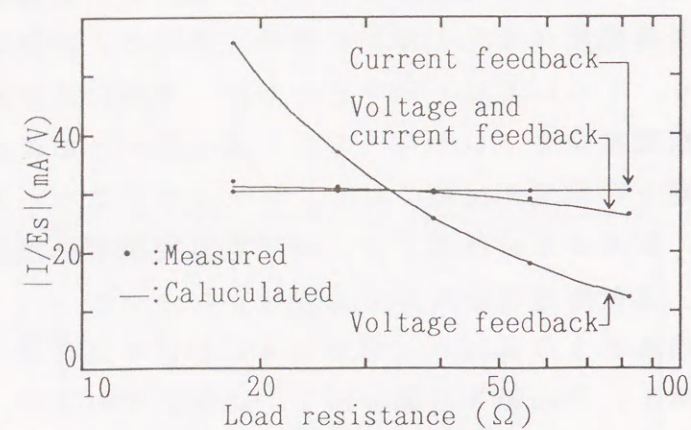


図 4. 1 0 帰還増幅回路による感度のコイル抵抗依存性の相違
Fig. 4.10 Sensitivity variations of feedback circuits with the coil's resistance.

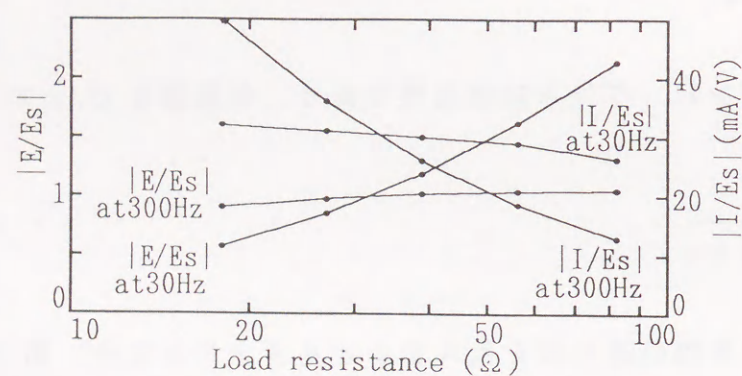


図 4. 1 1 周波数による感度のコイル抵抗変化依存性の相違
Fig. 4.11 Sensitivity variations of operating frequency with resistance of the coil.

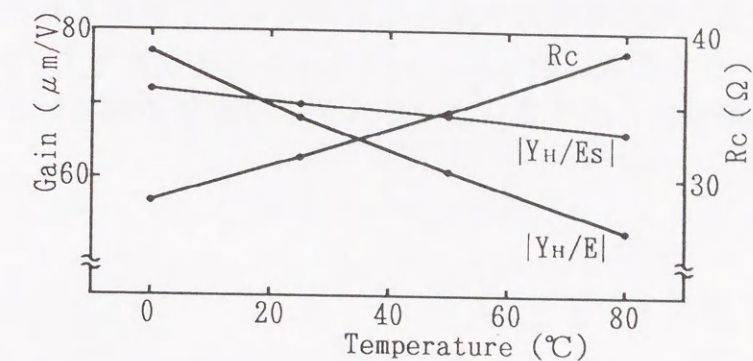


図 4. 1 2 感度とコイルの抵抗の温度特性
Fig. 4.12 Temperature characteristics of sensitivities and coil's resistance.

(4) ステップ応答

VHS方式VTRの逆方向5倍速再生では、ドラム半回転の1/60秒間にヘッドに6トラック幅分348 μ mの直線運動をさせる。次の半回転において348 μ m復帰させ、かつ残留振幅を整定する必要がある。

このステップ応答を測定し、図4.13に示した。残留エンベロープ振幅の測定値は3%であった。

次に、解析との比較を試みる。周波数応答は、図4.9より2次低域通過特性を示しており、電圧電流複合帰還増幅回路により駆動したとき、そのQ値である Q_r は4.6である。従って、1フィールドすなわち1/60秒後の残留エンベロープ振幅は、第2章におけるステップ応答の解析による(2.32)式に準じて、

$$h_v = \exp\left(-\frac{\omega_r}{2Q_r f_v}\right) \quad \dots (4.26)$$

となる。

ここに、 ω_r はアクチュエータを電圧電流複合帰還増幅回路により駆動したときの共振角周波数である。数値としては、図4.9の実験結果により $f_r = 303\text{ Hz}$ を得ている。

(4.26)式により求めた残留エンベロープ振幅は2.6%であり、実験により求めた残留エンベロープ振幅3%とほぼ一致した。

また、残留振幅はトラック幅の18%となり、ヘッドがトラックを82%トレースできるので、トラックに記録された信号を十分再生でき、トラッキング制御が可能になると考えられる。

しかし、図4.14に示した電流帰還増幅回路による駆動でのステップ応答では残留エンベロープ振幅が96%あり、ヘッドがトラックを4%しかトレースできない部分が発生するので、トラックに記録された信号を再生できず、トラッキング制御は不可能である。

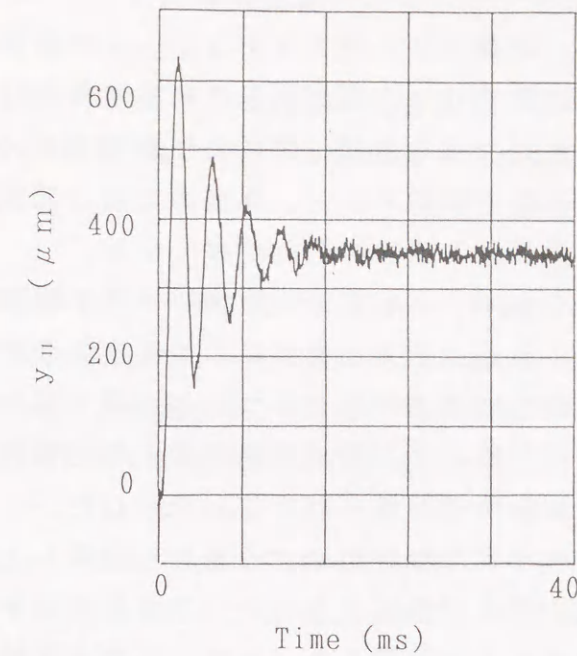


図4.13 電圧電流複合帰還増幅回路によるステップ応答
Fig. 4.13 Step response of the actuator driven by the amplifier having voltage and current feedback.

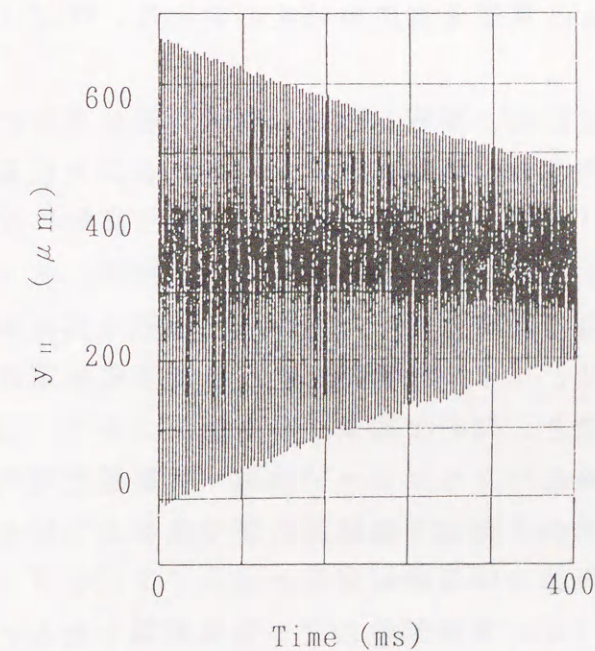


図4.14 電流帰還増幅回路によるステップ応答
Fig. 4.14 Step response of the actuator driven by the amplifier having current feedback.

第5節 結言

帰還増幅回路による、可動コイル型アクチュエータの駆動を考察した。

電圧帰還増幅回路で駆動すると、電圧駆動されて共振のQ値が著しく低下するが、電圧変位変換感度がコイルの抵抗値により変化する。

また、電流帰還増幅回路で駆動すると、共振のQ値は低減されないが、電流駆動されてコイルの抵抗による感度の変化がなくなる。

容量制動されたアクチュエータを電流帰還増幅回路で駆動すると、共振のQ値が著しく低下して、しかもコイルの抵抗による感度の変化も少なくなるが、電圧変位変換感度が1次低域通過特性を持つことが第3章で明らかにされた。そこでこの電流帰還増幅回路に1次低域通過特性の等化特性を持たせて、電圧駆動の場合と同等の周波数特性が得られることを示した。

さらに、電圧電流複合帰還増幅回路による駆動を提案して、コイルの抵抗による感度の変化とQ値の双方が低減でき、かつ周波数特性が電圧駆動の場合と同等であることを、解析により予測した。また、これを実験で確認した。

電圧電流複合帰還増幅回路は、周波数の高い機械共振周波数付近で有効なように高域通過フィルタを介して電圧帰還をかけ、駆動の基本周波数付近で有効なように低域通過フィルタを介して電流帰還をかけている。この回路を等価回路を使って解析することにより次のことが明らかになった。

①Q値は、電圧帰還増幅回路で駆動した場合と同等に低減できる。

②コイルの抵抗による電圧電流変換感度の変化は、ほぼ f_F^2 / f_D^2 に比例して軽減される。

③周波数応答の平坦化は、高域と低域の利得を等しくし、低域通過フィルタと高域通過フィルタの遮断周波数を一致させることによって得られる。

これらの結果に基づき電圧電流複合帰還増幅器を実際に設計して、VTRのヘッドアクチュエータの駆動を実験したところ、回路シミュレータSPICEを使った周波数応答の推定値と良く一致した。Q値は電流駆動の場合のに比べて約1/100になり、コイルの抵抗による感度変化は電圧駆動の場合に比べて約1/10に低減でき、良好な結果が得られた。また、推定値ともほぼ合致していた。これらの検討により、アクチュエータを電圧電流複合帰還増幅回路で駆動した場合の効果の予測と、回路設計ができるようになった。

また、この電圧電流複合帰還増幅回路の出力インピーダンスを解析すると、容量性であった。従って、容量制動と同じ効果が得られる。しかし、容量制動を実施するには、大容量のコンデンサが必要で、精度と温度特性が十分でない電解コンデンサの使用を余儀なくされた。一方、電圧電流複合帰還増幅回路では低容量のコンデンサでよく、高精度で温度特性の良いフィルムコンデンサが使え、実用性が高い。

参考文献

- (1)小島, 児玉, 高橋, 志水: “電圧電流複合帰還増幅器による可動コイル式アクチュエータの駆動”, システム制御情報学会論文誌, Vol.7, No.6, pp.27~33(1994).
- (2)M.Kojima, H.Takahashi and E.Shimizu: “Frequency Response of a Moving-coil Actuator driven by a Circuit having Voltage and Current Feedback”, Memoirs of the Faculty of Engineering, Osaka City University, Vol.34, pp.1~7(1993).
- (3)M.Kodama, A.Sano, M.Kojima: “Videorekorder-Kopftrommel mit positionierbaren Magnetköpfen”, Patentschrift, DE 3829050 C2(1993).
- (4)M.Kodama and M.Kojima, A.Sano: “VARIABLE TAPE SPEED HEAD-CARRIER DRUM CONTROL APARATUS”, United States Patent, 4,970,611(1990).
- (5)古石, 中津, 金川, 岡田: “VTRヘッド可動用超小形アクチュエータ”, 第3回電磁力関連のダイナミックスシンポジウム講演論文集, pp.525~528(1991).
- (6)中津, 古石: “VTRのヘッド可動用小形アクチュエータの制振制御”, テレビジョン学会誌, Vol.45, No.12, pp.1597~1599(1991).
- (7)K. Nakatsu, Y. Furuishi and Y. Kanagawa: “Damping Control of Small Actuator for Moving Heads of VCRs”, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.39, No.2, pp.71~76(1993).
- (8)長沢, 中島: “オブザーバーを用いた光ディスクのトラッキング制御”, 1988年 テレビジョン学会全国大会講演予稿集, pp.183~184(1988).
- (9)長沢, 中島: “オブザーバーを用いた光ディスクのトラッキング制御”, テレビジョン学会誌, Vol.43, No.5, pp.498~504(1989).

(10)K.Onisi, T.Itow, H.Nisikawa, K.Sugiyama, H.Yosida, M.Nagasawa, K.Ido, K.Nakagawa, Y.Ishida and S.Kunii: "An Experimental Home-use Digital VCR with Three Dimension DCT", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.37, No.3, pp.252~260(1991).

(11)長沢, 横山, 井戸, 石田: "高密度デジタル記録のためのダイナミックトラッキング制御システム", テレビジョン学会誌, Vol.46, No.3, pp.331~340(1992).

(12)森, 中川, 富田, 栗原, 長沢, 横山, 井戸, 中村: "家庭用デジタルVTRにおける可動ヘッド機構", テレビジョン学会誌, Vol.46, No.6, pp.766~772(1992).

(13)K.mori, M.Tomita, T.Sige-eda, K.Kokubo and K.Nakagawa: "A Digital Deck Mechanism Using New Precision Actuators for High Density Recording", IEEE Trans.Consumer Electronics, Vol.39, No.3, pp.304~311(1993).

(14)大月: "民生用VTRのDTF方式開発", テレビジョン学会技術報告, VIR92-49, pp.7~12(1992).

(15)小島: "可動コイル式アクチュエータの容量制動, 平成五年 電気関係学会関西支部連合大会講演論文集, G393(1993).

(16)小島: "VTR用可動コイル式ヘッドアクチュエータの等価回路, 平成三年 電気関係学会関西支部連合大会講演論文集, G349(1991).

(17)小島: "可動コイル式アクチュエータの応答, 平成四年 電気関係学会関西支部連合大会講演論文集, G383(1992).

(18)涌井: "光ビームアクセス", 昭和59年度 電子通信学会光・電波部門全国大会講演論文集, 2-144(1984).

(19)涌井: "非線形摩擦を有する光学ヘッド・アクチュエータのシミュレーション実験", 昭和61年度 電子通信学会光・電波部門全国大会講演論文集, 1-175~176(1986).

(20)小島, 児玉: "コンデンサで制動された可動コイル式アクチュエータの周波数応答", 電気学会論文誌, Vol.114-D, No.7/8, pp.728~733(1994).

(21)M.Kojima, K.Hatanaka and S.Kawabe: "Dynamic Tracking System using Moving Coil Actuators for a Consumer VCR", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.40, No.4, pp.969~975(1994).

第5章 ダイナミックトラッキングの考察

第1節 緒言

この章では可動コイル型アクチュエータを使った、ダイナミックトラッキングの実現方法を考察し効果を実験で確かめる。

ヘッドアクチュエータを使ったダイナミックトラッキングで、VTRのノイズレス高速再生が実現でき、多くの検討報告がされている^{(1)~(8)}。アクチュエータの駆動波形は、ダイナミックレンジと機械共振による振動に与える影響が大きく、かつ双方の低減が望まれる。これに対し、トラッキング前に助走をする提案があるが^{(9)~(10)}、駆動波形の条件に関する検討が十分ではなく、これを明らかにしてダイナミックトラッキングに適切な駆動波形の提案をする。

ダイナミックトラッキングは、トラックにヘッドを追従させて実現できる。8mm VTRなどでは映像信号に重畳されたトラッキングパイロット信号を再生して、これに基づき追従させることができる^{(11)~(14)}。トラッキングパイロット信号のないVHS規格VTRの場合は、ヘッドの出力を最大にする駆動電圧をアクチュエータに加えることによって実現できる。しかし、駆動電圧とヘッドの出力は周期的で非線形な関係にあるので、線形な処理では所望の駆動電圧が得られない。従って、実現は困難でアルゴリズムが明確にされている例は少ない。しかし、実用化のためにはアルゴリズムを明らかにして解析を可能にする必要がある。ところが、信号処理の分野では周期信号の相関に適応して処理を切り替える、適応処理が使われている^{(15)~(16)}。そこで、ダイナミックトラッキングに適応処理を応用することを検討する。ノイズレス高速再生を実現するためには、ヘッドがトラックの高さと傾斜に追従する必要があり、このための駆動電圧を適応処理で得るアルゴリズムを提案し、その効果を実験で確認する。

また、ダイナミックトラッキングで、VTRの高画質化を図れることが知られている^{(1)~(17)}。曲がったトラックに追従するダイナミックトラッキングがそれであり、可動コイル型アクチュエータを適用する場合が多い^{(17)~(22)}。この場合も、アルゴリズムが明らかにされている例は少ない。そこで、トラックを複数の制御ブロックに分割し、ブロック毎にトラックの高さに追従する駆動電圧を適応処理を使って得るアルゴリズムを提案し、効果を確認する⁽¹⁾。

以下に、この章の概要を示す。

(1) 駆動波形

アクチュエータの駆動周波数はフレーム周波数と同じ30Hzであって、駆動波形は機械共振に大きく影響をする。まず、この影響に関し第2章の等価回

路と第4章の駆動回路の考察を基に検討を加える。ダイナミックトラッキングでは、ヘッドのダイナミックレンジである変位波形の最大振幅と、機械共振による振動の低減が望まれるので、駆動波形の条件からこれを求める。ヘッドが再生を行なうフィールドの1/60秒間は、トラックに追従するようにヘッドを変位させる。しかし、その次の1/60秒間では、元の位置に復帰させる。すぐに復帰させると整定時間が1/60秒確保できるが、ステップ応答によるオーバーシュートを含めると、復帰量の倍のダイナミックレンジが必要になる。

また、1/60秒間かかって直線的に復帰させると、次のトラッキング開始時点で折れ線応答によるオーバーシュートが発生する。これは小さいのでダイナミックレンジは軽減されるが、整定時間はない。このトレードオフ関係の改善に対し、デューティーが25~35%の三角波による駆動を提案する。さらにこの駆動波形によるアクチュエータの応答を測定して効果を確認する。

(2) ノイズレス高速再生

次に、この駆動波形によるノイズレス高速再生のシステム構成とアルゴリズムを示す。アクチュエータの駆動は、第4章で示した電圧電流複合帰還増幅回路で行なう⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽²³⁾⁽²⁴⁾。トラッキングのアルゴリズムに関しては、ヘッドがトラックの高さと傾斜に追従するよう適応処理を使ってアクチュエータの駆動電圧を得る方法を提案している。適応処理はマイクロコンピュータにより実施し、ノイズレスの効果は実験で確認している。

(3) トラック曲がりに追従するトラッキング

トラック曲がりに追従するトラッキングのシステム構成とアルゴリズムを示す。アクチュエータの駆動は、第4章で示した電圧電流複合帰還増幅回路で行なう。トラッキングのアルゴリズムに関しては、ヘッドがトラックを複数に分割した制御ブロック毎に追従するよう、適応処理を使いアクチュエータの駆動電圧を得る方法を提案している。適応処理はマイクロコンピュータにより実施し、トラック曲がりに追従する効果は実験で確認している。その結果、共振周波数の約1/2である150Hzで曲ったトラックでも追従できた。

第2節 駆動波形とダイナミックレンジおよび振動の関係

ダイナミックトラッキングによって、高速再生のノイズバーを除くことができる。また通常の再生においても、トラック曲がりに映像ヘッドを追従させ、高画質を得ることができる。いずれも、ヘッドがトラックに追従する1フィールド期間にヘッドを変位させる。このときヘッドはテープの摩擦をうけて制動される。次のフィールドの終わりに元の位置に復帰させる必要があるが、テープによる制動がなく、駆動回路による制動だけで過度の振動が懸念される。

従って、加振が少なく十分に整定され得る駆動波形が求められ、加えて駆動

波形の振幅は小さい方が望ましい。それは、ヘッドの可動範囲に限界があり、しかも振幅が大きいほど直線性が悪く、振動も増加するからである⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。

そこでこの節では、第2章で求めた等価回路を使って、第4章で提案した電圧電流複合帰還増幅回路で駆動した場合の三角波に対する応答を考察して、ヘッドの変位と振動がともに少なくなる駆動波形の条件を求める。

2.1 ヘッドの変位に対する要件

ダイナミックトラッキングにおけるヘッドの変位の波形と、振幅、振動の関係を検討する。

ダイナミックトラッキングにおけるヘッドの変位 y_H は、主に再生速度で定まる。図5.1にこの状況を示した。ここで ϕ は、ヘッドの回転角を表す。

また、 y_H は次の式で表される。

$$y_H = (1 - N_P) T f_v t + y_{H0} \quad \dots (5.1)$$

ここに、 y_{H0} は $t=0$ でのヘッドの高さを示している。

従って、ダイナミックトラッキングでのヘッドの変位幅 y_T は、次の式で示される。

$$\begin{aligned} y_T &= y_H(1/f_v) - y_{H0} \\ &= (1 - N_P) T \quad \dots (5.2) \end{aligned}$$

テープ速度が $\pm N_P$ の範囲で変位幅が最も大きいのは、巻き戻し高速再生のときである。標準モードの逆5倍速では、トラック幅 T が $58 \mu\text{m}$ であり、ヘッドの変位は $348 \mu\text{m}$ 必要になる。さらに、トラックの曲がり分がこれに加えて必要になるが、高々 $10 \mu\text{m}$ であるから、ダイナミックトラッキングに必要なヘッドの変位は、ほとんど逆5倍速のヘッドの変位で定まる。

固定ヘッドでは、下側スイッチングポイントから上側スイッチングポイントまでを再生していたが、ダイナミックトラッキングではこの変位分だけ再生すべき範囲が広がる。テープはドラムに190度程巻き付けてあるので、録画のときに下側スイッチングポイントの下、および上側スイッチングポイントの上に、各々約 $260 \mu\text{m}$ 記録されている。

従って、ヘッドの変位を増加させることができる。すなわち、下側スイッチングポイントの下、および上側スイッチングポイントの上に、ヘッドの変位をふり分けて再生することによって、標準モードにおける逆5倍速のダイナミックトラッキングでノイズレス再生が可能になる。

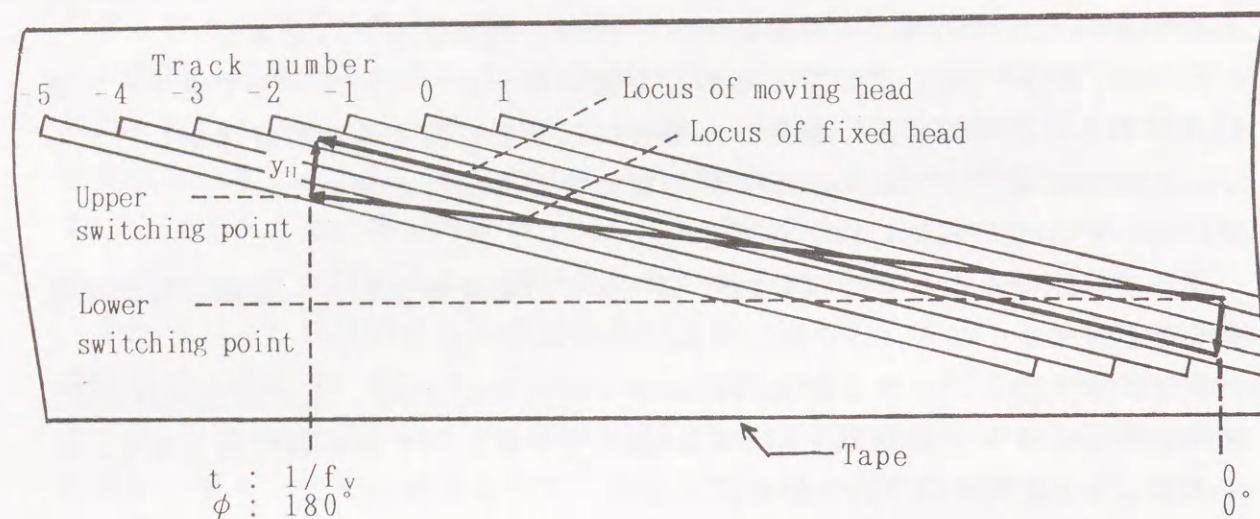


図 5. 1 逆 5 倍速におけるヘッドの軌跡
Fig. 5.1 Loci of head on tracks in -X5 speed play.

逆 5 倍速のときに、ヘッドをトラックに追従させ、次のフレームで復帰させる場合のアクチュエータの駆動波形の例を図 5. 2 に示している。縦軸は、信号源電圧 e_s を、駆動回路とアクチュエータの電圧変位変換感度 G_f で除している。従って、図 5. 2 はヘッドの変位の期待波形をも示していることになる。(a) は三角波で、(b) は鋸波の場合を示している。

アクチュエータの駆動波形の繰り返し周波数は、30 Hz である。その期間の内、再生すべきフィールドの $1/60$ 秒間は、トラックに追従してヘッドは変位する必要がある。そして、次のフィールドの $1/60$ 秒間にヘッドを復帰させて、しかも振動の発生とダイナミックレンジの増加を、最低限度にする必要がある。

図 5. 2 (a) では $1/60$ 秒間をかけて直線的に復帰させている。しかし次のトラッキング開始時点で折れ線応答による振動が発生して、しかも整定時間はない。一方、ダイナミックレンジはほぼ変位幅に等しく最小限度ですむと考えられる。図 5. 2 (b) はトラッキング開始前に助走をして開始点での折れ線応答による振動を避け、しかもトラッキング終了点でのステップ応答による振動に対して $1/60$ 秒の整定時間が確保できる。一方、ダイナミックレンジは変位幅の倍以上必要になると考えられる。このような相反関係の改善に対して、第 2 章の等価回路と第 4 章の駆動回路の考察をもとに、変位と振動がともに少なくすむ波形の条件を求める。

2. 2 三角波駆動

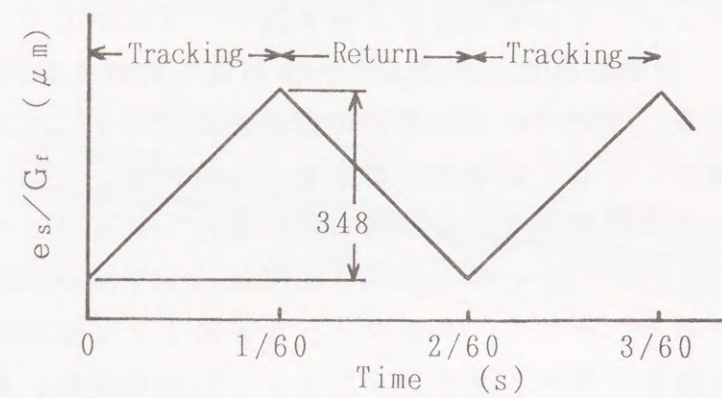
三角波の復帰時間を 0 から $1/f_v$ まで変えたときに、振動とダイナミックレンジが共に少なくすむ条件とその程度を検討する。

標準モードの逆 5 倍速ではヘッドの変位は $348 \mu m$ 必要であり、逆 5 倍速から 5 倍速までの間で最大である。従って、逆 5 倍速の場合のヘッドの変位とダイナミックレンジが満足されれば、逆 5 倍速から 5 倍速までの任意の速度でアクチュエータの駆動波形にこの結果を適用できると考えられる。

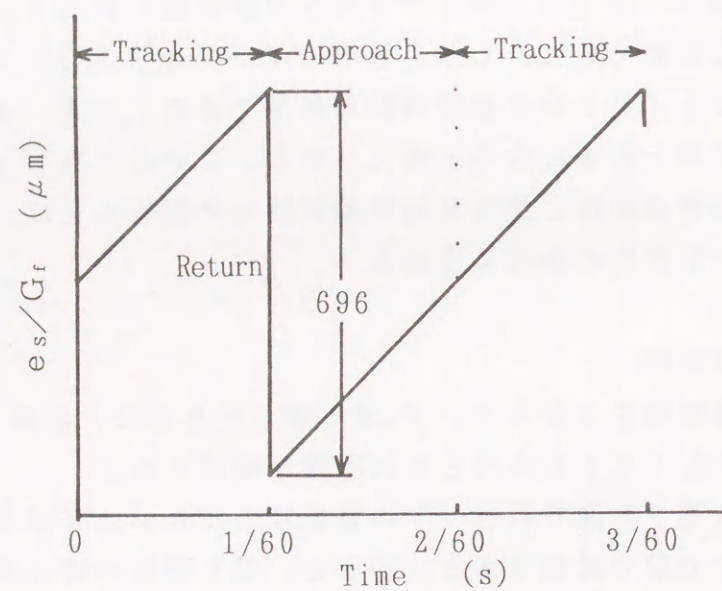
復帰時間を α/f_v としたときの駆動波形を、図 5. 3 に示す。

α が 1 の三角波では、走査完了から次の走査開始までの 1 フィールド期間に直線的に復帰させることになる。この波形では、トラッキング開始点で振動が発生する欠点を持つが、ダイナミックレンジは変位幅と同等でよい。

一方、 α が 0 の鋸波では走査終了点でヘッドの変位幅の倍量を復帰させる。これにより、トラッキング開始点での折れ線応答をを除去して、振動の発生を押さえている。また、1 フィールド期間助走をして、整定時間を稼いでいる。しかし、ダイナミックレンジは変位幅の 2 倍と、トラッキング終了点で発生する振動分が必要になると考えられる。



(a) Time of return : $1/f_v$



(b) Time of return : 0

図 5. 2 逆 5 倍速における三角波駆動波形
Fig. 5.2 Triangle drive wave form in $\times 5$ speed play.

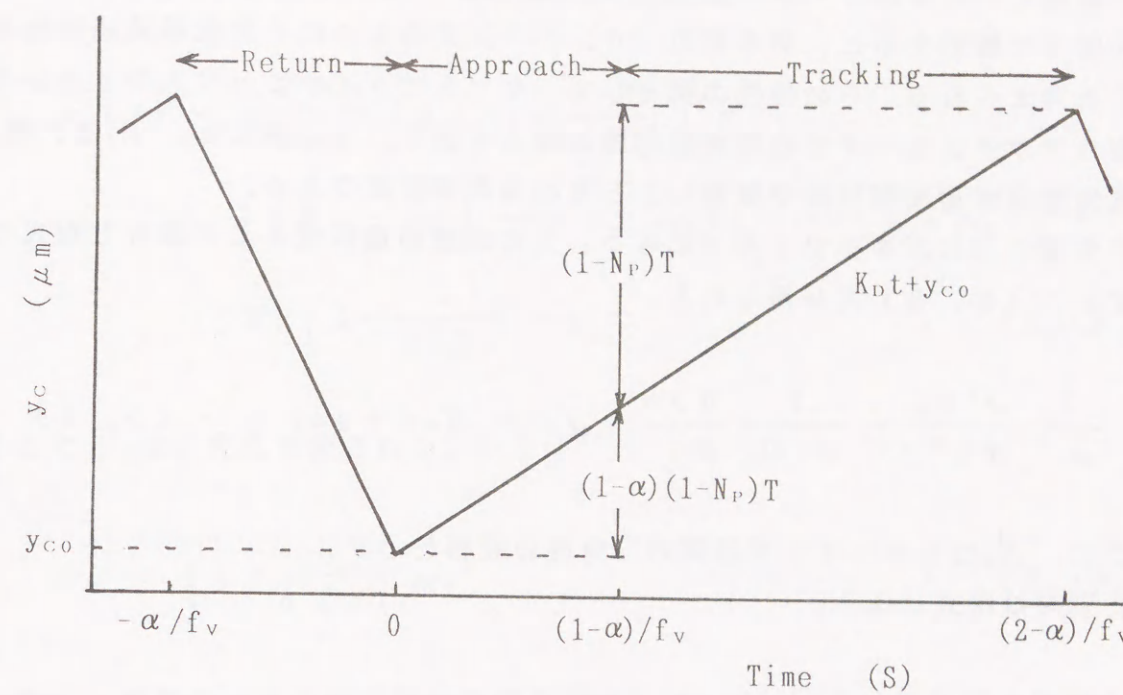


図 5. 3 N_P 倍速の 3 角波駆動波形
Fig. 5.3 Triangle drive wave form in $\times N_P$ speed play.

可動コイル型アクチュエータを、第4章で提案した電圧電流複合帰還増幅回路で駆動したときのコイルの変位 y_c の周波数応答は、第2章で求めた等価回路を使って解析すると、第4章の(4.17)式のように2次低域通過特性を示すと考えられる。その特性の例として、VTRのダイナミックトラッキングに使うアクチュエータでの周波数応答の諸元を表5.1に表した。 f_r は、電圧電流複合帰還増幅回路で駆動したときの共振周波数である。

三角波入力に対するコイルの応答を、2次低域通過特性として微分方程式で表すと、(5.3)式が得られる。

$$\frac{1}{\omega_f^2} \frac{d^2 y_c}{dt^2} + \frac{1}{\omega_f Q_f} \frac{dy_c}{dt} + y_c = K_D t + y_{c0} \quad \dots (5.3)$$

ここに、 K_D はトラッキング期間の三角波の傾斜を示す。

特別解は次式となる。

$$y_c = K_D \left(t - \frac{1}{\omega_f Q_f} \right) + y_{c0} \quad \dots (5.4)$$

これは、入力に対して $1/\omega_f Q_f$ の遅れを生じることを示している。また、復帰期間では三角波の傾斜が $-K_D/\alpha$ であるから、変位は次式となる。

$$y_c = -\frac{K_D}{\alpha} \left(t - \frac{1}{\omega_f Q_f} \right) + y_{c0} \quad \dots (5.5)$$

(1) $\alpha > 0$ の場合の応答

駆動波形が $t=0$ で折れ線になっていることで発生する振動は、(5.3)式の左辺=0として求めることができる。その初期条件は、復帰完了点で y_c が連続していることと、復帰開始点で発生した振動が復帰完了点で傾斜に対して影響が無い程度に整定されていることとする。

$$y_c(0) = \frac{K_D}{\alpha \omega_f Q_f} + y_{c0} \quad \dots (5.6)$$

$$\frac{dy_c(0)}{dt} = -\frac{K_D}{\alpha} \quad \dots (5.7)$$

この条件によりもとめた振動と(5.5)式を加えると助走期間とトラッキング期間の y_c が求まり、(5.8)式で表される。

$$y_c(t) = -\frac{2 K_D}{\omega_f \alpha} \left\{ \exp \left(-\frac{\omega_f t}{2 Q_f} \right) \right\} \times \left\{ \left(1 - \frac{1}{2 Q_f^2} \right) \frac{\omega_f}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right\} - \frac{1}{Q_f} \cos \omega_0 t \Bigg\} + K_D \left(t - \frac{1}{\omega_f Q_f} \right) + y_{c0} \quad \dots (5.8)$$

ここで ω_0 は、次式で表される。

$$\omega_0^2 = \left(1 - \frac{1}{4 Q_f^2} \right) \omega_f^2 \quad \dots (5.9)$$

次に、標準モードの逆5倍速再生の場合について、(5.8)式の簡略化を検討する。表5.1に基づく(5.10)式、(5.11)式を得る。

$$\omega_0 \doteq \omega_f \quad \dots (5.10)$$

$$1 - \frac{1}{2 Q_f^2} \doteq 1 \quad \dots (5.11)$$

そこで(5.8)式の2段目は、 $\sin(\omega_0 t + \theta)$ と近似できる。さらに、 $\theta \doteq \tan^{-1}(1/Q_f)$ で約12度となつて、振動振幅やエンベロープの考察には θ を無視できる。

3段目では、遅延時間が $114 \mu s$ であり $1/f_v$ に比べて無視できる。

$$\frac{1}{\omega_f Q_f} \doteq 0 \quad \dots (5.12)$$

従つて、(5.8)式は次のように簡略化可能である。

$$y_c(t) \doteq -\frac{2 K_D}{\omega_f \alpha} \left\{ \exp \left(-\frac{\omega_f t}{2 Q_f} \right) \right\} \sin \omega_f t + K_D t + y_{c0} \quad \dots (5.13)$$

(2) $\alpha = 0$ の場合の応答

$\alpha = 0$ の場合は鋸波であり、 $t = 0$ で変位が $2 K_D / f_v$ の復帰をする。このとき発生する振動は、(5.3) 式の左辺 $= y_{co}$ とした場合のステップ応答になり、これは第2章4.2節で求めた結果を利用する。これと一般解の和がコイルの応答になり、(5.13) 式のように簡略化して次に示す。

$$y_c(t) \doteq -2 \frac{K_D}{f_v} \left\{ \exp \left(-\frac{\omega_f t}{2 Q_f} \right) \right\} \cos \omega_f t - K_D t + y_{co} \quad \dots (5.14)$$

(3) α を変えた場合の応答

残留エンベロープ振幅 h_v とダイナミックレンジを求め図5.4に示した。

復帰完了点で発生した振動は、 $(1 - \alpha) / f_v$ の助走期間に整定されて、比率で表すと $\exp \{ -\omega_f (1 - \alpha) / 2 Q_f f_v \}$ に減ずる。

一方、ダイナミックレンジは、ほぼ三角波の振幅とアンダーシュートの和になる。 $\alpha > 0$ の場合には、アンダーシュートは $t = 1 / 4 f_r$ のときに最大になる。このときの振動振幅は、 $2 K_D / \omega_f \alpha$ の0.843倍に減少している。 $\alpha = 0$ の場合には、アンダーシュートは $t = 1 / 2 f_r$ のときに最大になる。このときの振動振幅は、 $2 K_D / f_v$ の0.711倍に減少している。以下、逆5倍速の場合について考察する。

復帰完了点の振動は、 $\alpha = 1$ で復帰が1フィールドの場合、 $13.2 \mu\text{m}$ と予想される。 α を減少すると助走開始点での振動が増加するが、整定効果で助走完了点の振動は下る。 $\alpha = 0.3$ では、 $\alpha = 1$ の場合に比べて30%に低下する。 α がさらに0に近づくと、助走開始点での傾斜の変化が大きくなり、逆に振動が増加する。ダイナミックレンジは、 $\alpha = 1$ のとき $348 \mu\text{m}$ であるが $\alpha = 0.5$ では約50%増加する。 α をこれ以下にすると助走分だけでなく、アンダーシュート分が増えて、 $\alpha = 0$ すなわち鋸波では $1160 \mu\text{m}$ のダイナミックレンジが必要となり、まったく実用性を欠いてしまう。

このように、 α を0.5から0.7にすると、 $\alpha = 1$ の場合の振動の50%以下、ダイナミックレンジの増加も50%以下にできる目処が立った。

(4) 実験結果

図5.5は、以上の結果に基づいて $\alpha = 0.6$ の実験結果を示している。振動成分だけ取り出して測定すると、助走完了点付近で約 $5.5 \mu\text{m}$ を得た。また、ダイナミックレンジは $490 \mu\text{m}$ であった。これらは図5.4の計算結果とほぼ一致し、三角波によるダイナミックレンジと振動低減の条件、および駆動と助走の効果を確認することができた。

表5.1 電圧電流駆動された可動コイル型
アクチュエータの周波数応答の特性値

Table 5.1 Parameters of frequency response of the moving coil actuator driven by the voltage and current feedback amplifier.

f_r (Hz)	Q_f	G_f ($\mu\text{m/V}$)
303	4.6	70

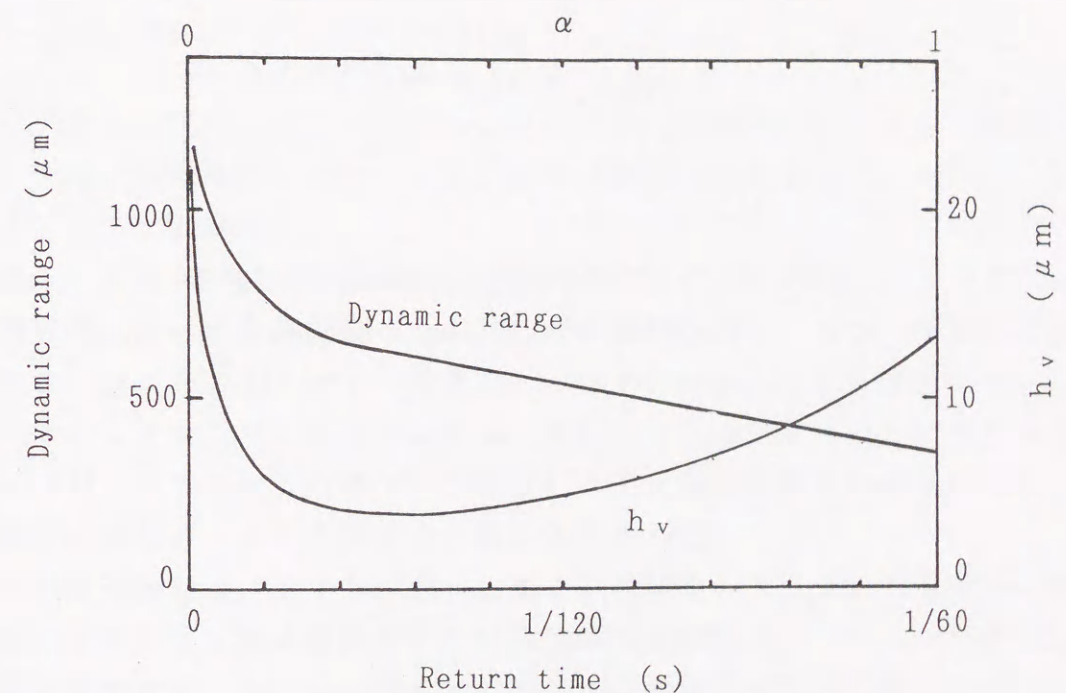


図5.4 復帰時間によるダイナミックレンジと h_v の変化
Fig. 5.4 Variations of dynamic range and h_v with return time.

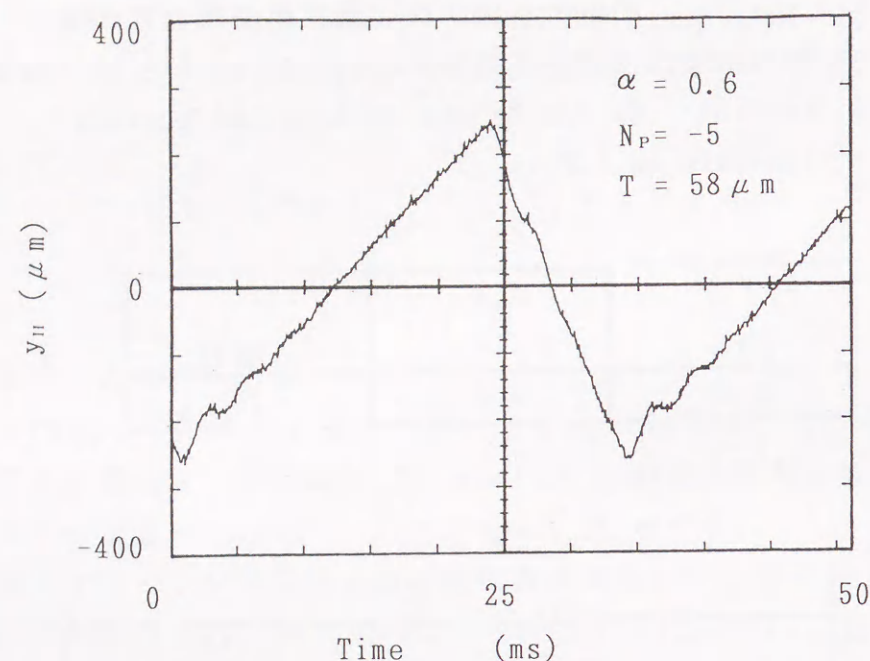


図 5. 5 三角波駆動によるヘッドの波形
Fig. 5.5 The head displacement driven by triangle wave form

第3節 ノイズレス高速再生への応用

可動コイル型アクチュエータを使った、ビデオテープレコーダのノイズレス高速再生システムについて、その構成と動作を示し、実際に実験して効果を確認する⁽⁴⁾⁽⁹⁾。

ノイズレス高速再生は、アクチュエータでヘッドの変位をトラックの高さと傾斜に追従させて実現する。駆動波形の周波数は30 Hzであって、第2節では、等価回路と駆動回路の考察をもとに、アクチュエータの変位と振動がともに少なくすむ波形の条件を求めた。ついでこの節では、この駆動波形を使うことによって、標準モードの5倍速ノイズレス高速再生のシステムを示す。ダイナミックトラッキングは、1フレーム毎にヘッドに3 μm の変位を与え、ヘッドの出力が最大になるようにアクチュエータの駆動電圧を定める適応処理による。この適応処理によって、トラックの高さと傾斜の双方に追従する機能を持たせている。ノイズレスの効果は、このシステムを実際に実験して、ヘッドの出力と画面のノイズの双方から確認する⁽¹⁾。

3. 1 ノイズレス高速再生のシステム

ビデオテープレコーダにおける、ノイズレス高速再生のシステム構成と、フローチャートに基づくアルゴリズムおよび動作の詳細を示す。

(1) システム構成

図5. 6にノイズレス高速再生を行なうダイナミックトラッキングのシステム構成を示す。再生信号をヘッドアンプで増幅し、エンベロープ検波回路で検波する。次に8 bitでA-D変換し、デジタル化された検波出力として8 bitの1チップマイクロコンピュータに取り込む。取り込んだ信号をもとにマイクロコンピュータ内でデータ処理した後、駆動波形の高さのデータと、駆動波形の傾斜データが三角波発生器に入力される。

三角波発生器は、データに従った高さと傾斜のトラッキング波形と、復帰時間率 α が60%、助走期間率が40%である三角波のデジタル化された制御信号を出力する。これは、第2節で示した駆動波形の条件に基づいている。制御信号は2チャンネルあって、それぞれが8 bitでD-A変換され、低域通過フィルタと電圧電流複合帰還増幅回路を介して駆動電圧が得られ、2個のアクチュエータに入力される。

その結果ドラムの回転に従って、2個のアクチュエータに取り付けられた磁気ヘッド1と2の変位が制御され、1フィールド毎に交互にトラックを再生する。このような構成に基づき、ダイナミックトラッキングが働き、ノイズレス高速再生が実現される。

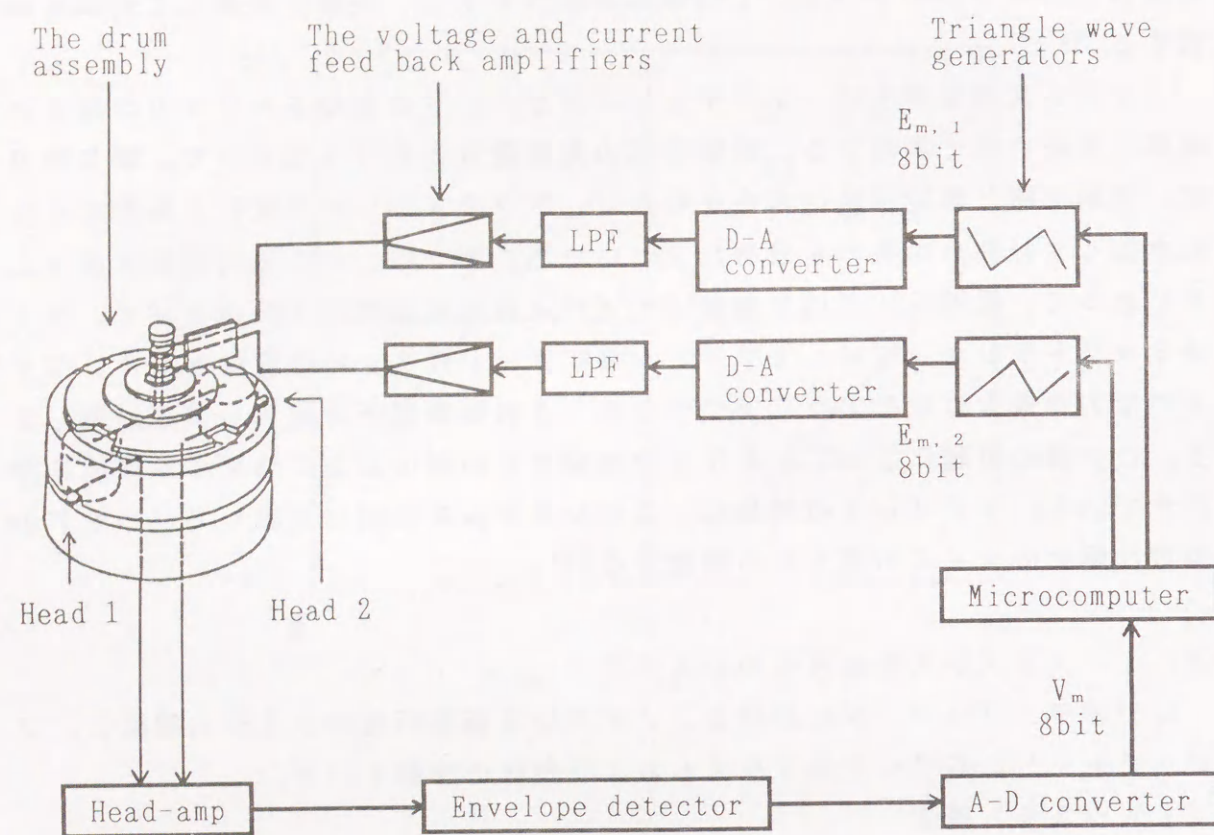


図 5. 6 高速再生のブロックダイアグラム
Fig. 5.6 Block diagram of speed play system.

(2) アルゴリズムの概要

マイクロコンピュータ内における処理を図 5. 7 のフローチャートに示している。ノイズレス高速再生を開始すると、ヘッド 1 とヘッド 2 に対応する初期オフセット信号を順次出力する。初期オフセット信号とは、未探索状態のときの標準的なヘッドの高さと傾斜を与えるための、アクチュエータに対する制御信号である。

続いて、トラックの高さを探索する。探索はヘッド 1 と 2 毎に 3 本のトラックを使って行なわれ、これにより、各々 4 フレーム目のトラックを再生するときのヘッドの高さが決定される。

次に、トラックの傾斜を探索する。傾斜の探索も、ヘッド 1 と 2 毎に 3 本のトラックを使って行なわれる。これにより、4 フレーム目のトラックを再生するヘッドの軌跡の傾斜が決定される。

以上のように、一連の動作が 8 フレーム 240 ms で完了し、改めてトラックの高さ探索に戻る。

(3) トラックの高さ探索と制御信号更新の方法

図 5. 8 に示すように、1 つのトラックから得られる検波出力を、時間的に 3 個のブロックに分割してトラックの高さを探索する方法を示す。

トラックの高さを示すデジタル化された検波出力は、1 フィールドを a 、 b 、 c の区間で 3 等分し各々の区間での値を平均化して、 e_a 、 e_b 、 e_c とする。ヘッドの高さ探索のための再生信号 $V_m(E)$ は、 e_a と e_b の平均値を使用する。すなわち、

$$V_m(E) = \frac{e_a + e_b}{2} \quad \dots (5.15)$$

である。

m 番目のフレームで第 1 フィールドの制御信号を $E_{m,1}$ 、第 2 フィールドの制御信号を $E_{m,2}$ とし、このときの第 1 フィールドの再生信号を $V_{m,1}(E)$ 、第 2 フィールドの再生信号を $V_{m,2}(E)$ とするとする。

また、得られた再生信号 $V_m(E)$ から、そのときの制御信号をマイクロコンピュータ内のメモリーから引き出す操作を $V_m^{-1}(E)$ と定義する。すなわち、

$$V_m^{-1}(E) = E_m \quad \dots (5.16)$$

である。

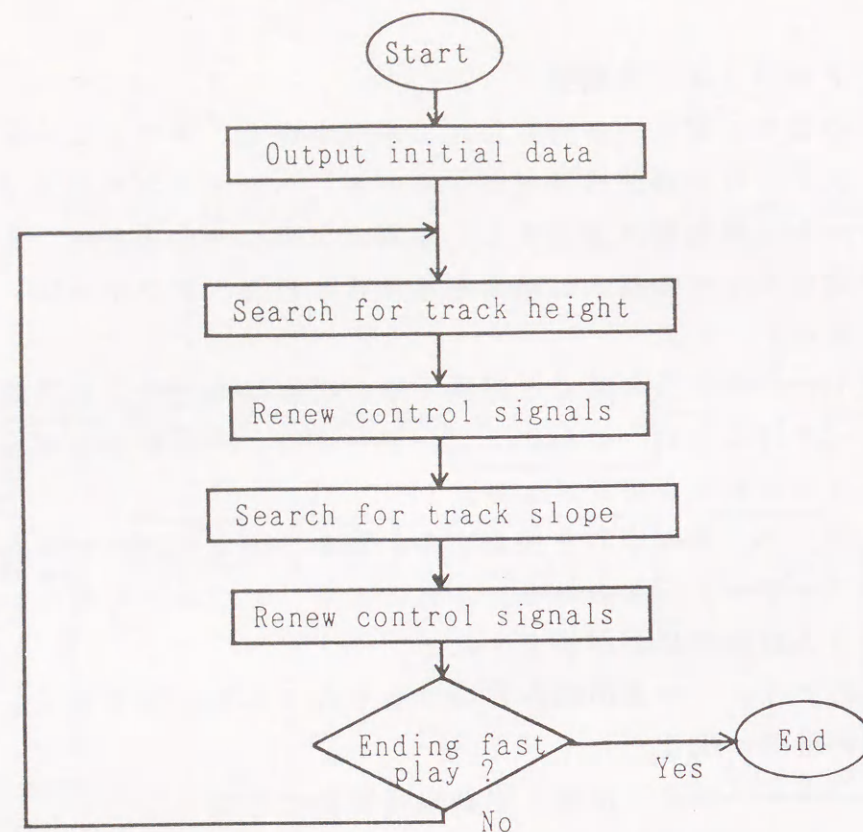


図 5.7 マイクロコンピュータのフローチャート
Fig. 5.7 Processing flow of the microcomputer.

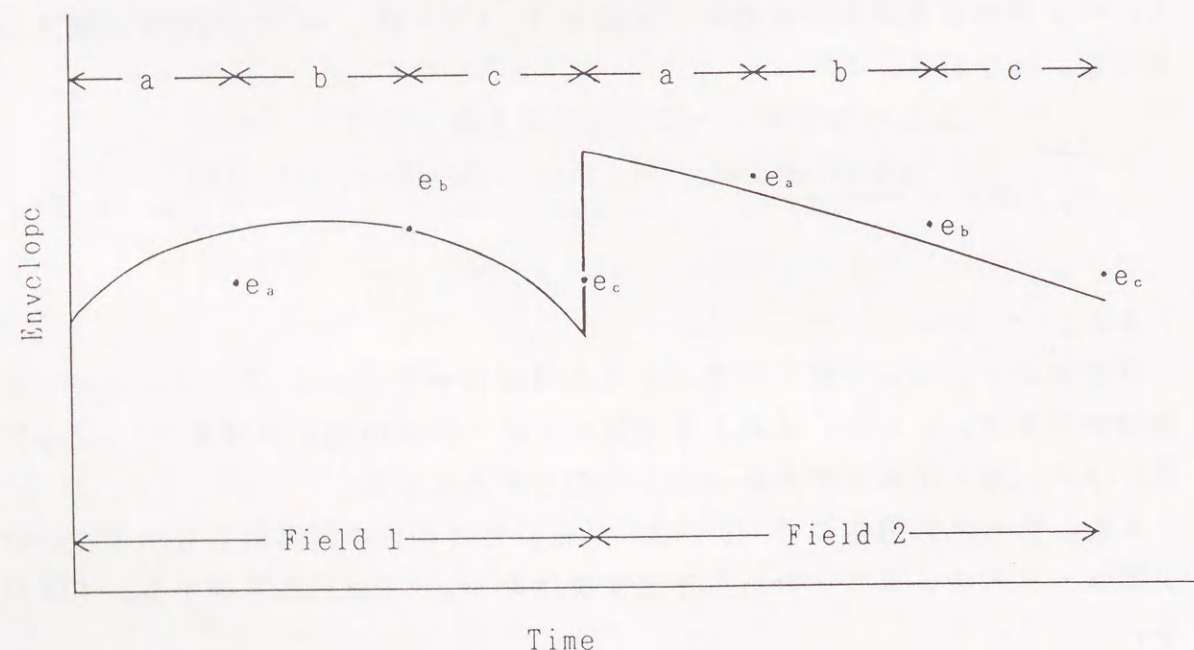


図 5.8 エンベロープ波形
Fig. 5.8 Wave form of envelope.

次に、 $m+1$ 番目から $m+3$ 番目までの 3 フレーム間で制御信号と再生信号の相関を調べ、トラックの高さの探索を行なう。第 1 フィールドに対して、

$$E_{m+1,1} = E_{m,1} - \varepsilon \quad \dots (5.17)$$

$$E_{m+2,1} = E_{m,1} \quad \dots (5.18)$$

$$E_{m+3,1} = E_{m,1} + \varepsilon \quad \dots (5.19)$$

第 2 フィールドに対して、

$$E_{m+1,2} = E_{m,2} - \varepsilon \quad \dots (5.20)$$

$$E_{m+2,2} = E_{m,2} \quad \dots (5.21)$$

$$E_{m+3,2} = E_{m,2} + \varepsilon \quad \dots (5.22)$$

上記の制御信号を各々出力する。

ここで ε は、探索の単位電圧であり、アクチュエータに入力した時のヘッドの移動量が、 $3 \mu\text{m}$ となるように予め設定しておく。つまり、探索の幅が $3 \mu\text{m}$ となっている。この探索の幅は、応答速度と探索による再生信号の低下を考慮して決定している。

相関の判断は、各フィールド毎に次式で示す $V_M(E)$ を求めて行なう。

$$V_{M,1}(E) = \max_{j=1,2,3} [V_{m+j,1}(E)] \quad \dots (5.23)$$

$$V_{M,2}(E) = \max_{j=1,2,3} [V_{m+j,2}(E)] \quad \dots (5.24)$$

(5.23) 式および、(5.24) 式で、 $M=m+1$ なら相関は逆でトラックが低く、 $M=m+2$ なら相関はなくトラックの高さは正常で、 $M=m+3$ なら相関は正でトラックが高い。

$m+4$ フレームの制御信号の選択は、相関の判断により次のように行なう。

$$E_{m+4,1} = V_{M,1}^{-1}(E) \quad \dots (5.25)$$

$$E_{m+4,2} = V_{M,2}^{-1}(E) \quad \dots (5.26)$$

この処理では、相関が逆なら 3 フレーム前、相関がなければ 2 フレーム前、相関が正なら 1 フレーム前の制御信号を選択する。すなわち、相関に応じて遅延時間を切り替える適応処理で、最大の再生信号を与える制御信号を得ている。

(4) トラックの傾斜探索と制御信号更新の方法

図5.8に示したように、1つのトラックから得られる検波出力を時間的に3個のブロックに分割して、トラックの傾斜を探索する方法を示す。

トラックの高さを示すデジタル化された検波出力は、1フィールドをa、b、cの区間で3等分し、各々の区間での値を平均化して e_a 、 e_b 、 e_c とする。ヘッドの傾斜探索のための再生信号 $V_m(E)$ は、その内 e_c を使用する。

$m+5$ 番目のフレームで第1フィールドの制御信号を $E_{m+5,1}$ 、第2フィールドの制御信号を $E_{m+5,2}$ と表し、このときの第1フィールドにおける再生信号を $V_{m+5,1}(E)$ として、第2フィールドにおける再生信号を $V_{m+5,2}(E)$ と表す。

また、得られた再生信号 $V_m(E)$ から、そのときの制御信号をマイクロコンピュータ内のメモリーから引き出す操作を $V_m^{-1}(E)$ と定義する。

すなわち、

$$V_m^{-1}(E) = E_m \quad \dots (5.27)$$

である。

次に、 $m+5$ 番目から $m+7$ 番目までの3フレーム間で制御信号と再生信号の相関を調べ、トラックの傾斜の探索を行なう。第1フィールドに対して、

$$E_{m+5,1} = E_{m+4,1} - \delta \quad \dots (5.28)$$

$$E_{m+6,1} = E_{m+4,1} \quad \dots (5.29)$$

$$E_{m+7,1} = E_{m+4,1} + \delta \quad \dots (5.30)$$

第2フィールドに対して、

$$E_{m+5,2} = E_{m+4,2} - \delta \quad \dots (5.31)$$

$$E_{m+6,2} = E_{m+4,2} \quad \dots (5.32)$$

$$E_{m+7,2} = E_{m+4,2} + \delta \quad \dots (5.33)$$

上記の制御信号を各々出力する。

ここで、 δ は探索の単位電圧信号である。図5.9のように、区間a bの境界を中心として、アクチュエータに入力したときのヘッドの移動量が、区間cの中央で $3 \mu m$ となるように予め設定しておく。

相関の判断は、各フィールド毎に次式で示す $V_m(E)$ を求めて行なう。

$$V_{M,1}(E) = \max_{j=5,6,7} [V_{m+j,1}(E)] \quad \dots (5.34)$$

$$V_{M,2}(E) = \max_{j=5,6,7} [V_{m+j,2}(E)] \quad \dots (5.35)$$

(5.34)、(5.35)式で、 $M=m+5$ なら相関は逆で傾斜が小さく、 $M=m+6$ なら相関はなく傾斜は正常で、 $M=m+7$ なら相関は正で傾斜が大きい。

$m+8$ フレームの制御信号の選択は、相関の判断により各フィールド毎に次のように行なう。

$$E_{m+8,1} = V_{M,1}^{-1}(E) \quad \dots (5.36)$$

$$E_{m+8,2} = V_{M,2}^{-1}(E) \quad \dots (5.37)$$

この処理では、相関が逆なら3フレーム前、相関がなければ2フレーム前、相関が正なら1フレーム前の制御信号を選択する。すなわち、相関に応じて遅延時間を切り替える適応処理で、最大の再生信号を与える制御信号を得ている。

つまり、探索によって得られた最大の再生信号を与える制御信号に更新し、ヘッドの高さ $3 \mu m$ のステップで再生信号の極大を得るよう追従する。

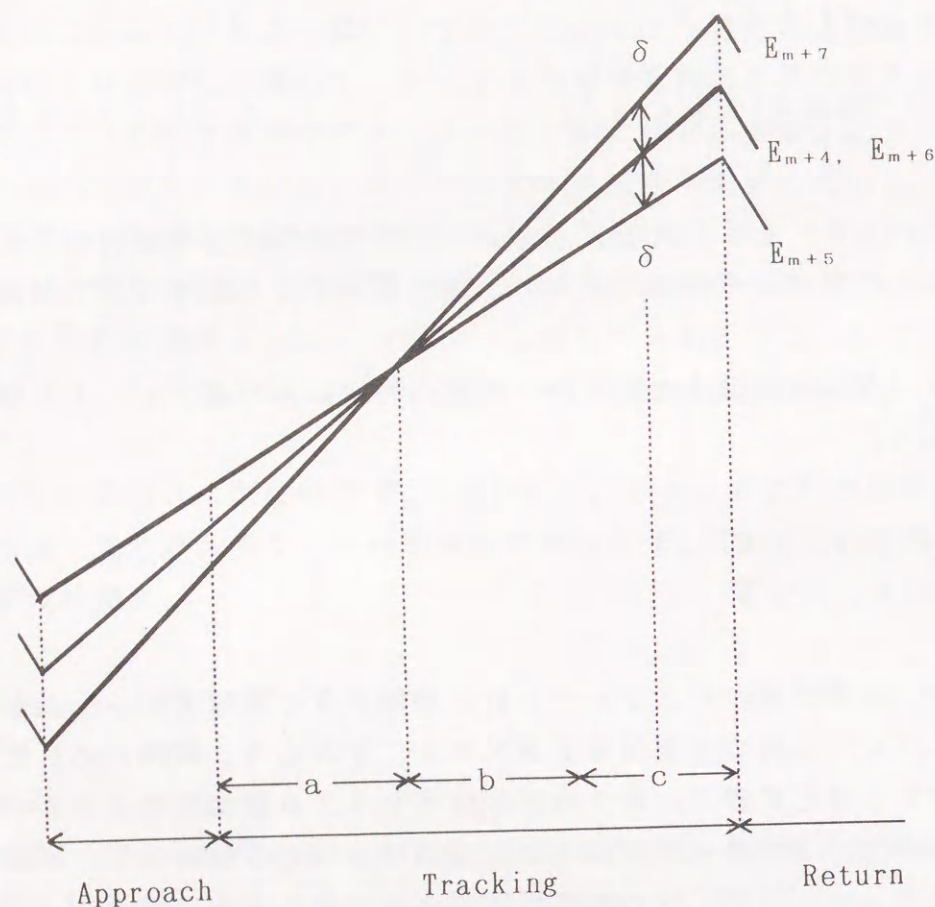


図 5.9 トラック傾斜探索のための制御電圧波形
Fig. 5.9 Control wave form for searching
slope of the track.

3.2 ノイズレス高速再生の実験結果

VHS規格VTRの高速再生における、映像ヘッドと映像トラックのトラッキングを可能にして、ノイズレス化を実験した。

(1) ノイズレス高速再生のシステム構成

図5.6が、ノイズレス高速再生を行なうダイナミックトラッキングのシステム構成である。ヘッドの再生信号を、ヘッドアンプにより約60dB増幅して、エンベロープ検波回路で検波する。次に、8bitでA-D変換して、8bitの1チップマイクロコンピュータに取り込む。取り込んだ信号を基にマイクロコンピュータ内でデータ処理した後、駆動波形の高さのデジタルデータと、駆動波形傾斜のデジタルデータが三角波発生器に入力される。

三角波発生器は、デジタルデータに従った高さを持ち、復帰時間率 α が60%で、助走期間率40%である三角波のデジタル信号を出力する。これは、第2節で提案したダイナミックレンジと振動が共に少なくすむ駆動波形の条件に基づいている。デジタル信号は2チャンネルあって、それぞれが8bitでD-A変換され、低域通過フィルタと駆動回路を通して2個のアクチュエータに入力される。

駆動回路は、第4章で提案した電圧電流複合帰還増幅回路であり、Q値とアクチュエータのコイルの抵抗変化による感度変化の双方を低減することができる特長がある。

2個のアクチュエータは、ドラムの回転に従って磁気ヘッドの変位を制御して、1フィールド毎交互にトラックを再生するとともに、ダイナミックトラッキングによるノイズレス化の動作をする。

ダイナミックトラッキングは、ヘッドに対して1フレーム前の変位にさらに $3\mu\text{m}$ の変位を与えるようアクチュエータの制御信号を増減して、ヘッドの出力が最大になるようにヘッドの変位を選択することで実現される。

この方式の特長は、トラックの高さと傾斜の双方に追従する機能を持っていることである。

(2) 実験

5倍速再生におけるヘッドアンプ出力と映像を確認する。

高速再生のときのヘッドアンプ出力を、図5.10に示す。ダイナミックトラッキングは実施せず、ヘッドの変位は固定された状態である。ヘッド切り替え信号は、ドラムの回転位置によってフィールドを示す信号で、これにより、テープに接するヘッドのヘッドアンプ出力を選択して出力している。

またヘッドアンプの出力は、1フィールドの期間で4回くびれて低下している。これはヘッドが、1フィールドにトラックを4回横切ったことを示しており、すなわち5倍速高速再生であることが解る。

図5. 11は、ダイナミックトラッキングを実施した高速再生でのヘッドアンプ出力を示している。ダイナミックトラッキングによって、ヘッドがトラックに追従しているので、ヘッドアンプ出力のくびれや低下はない。ヘッドアンプ出力が1フィールド毎に変化しているのは、ヘッドアンプ出力がヘッド切り替え信号と同期して選択されているからである。

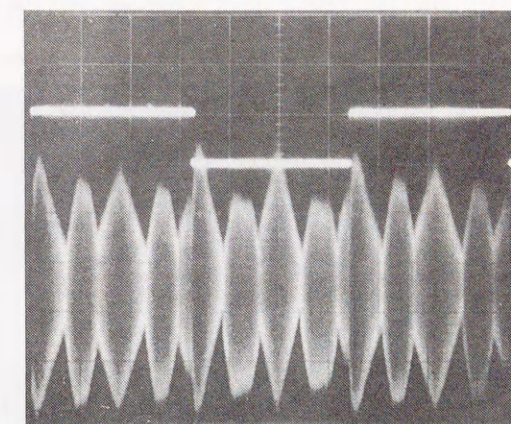
図5. 12はダイナミックトラッキングを実施していない場合の映像である。画面の横方向に、4個所のノイズや切れ目が見られる。

このノイズは、単にS/Nを低下させているだけでなく、ノイズ量と切れ目の位置のフィールドによる変化でフリッカーを起こす。また、ノイズが発生する付近では色相の乱れが生じるなど、長い注視には耐えず観賞や検索を阻害している。

一方、ダイナミックトラッキングを実施した場合、図5. 11に示したヘッドアンプ出力の状況からすると、ノイズレス化が予想される。実際の映像は図5. 13に示したように、ノイズレスが実現して、観賞や検索に耐える高速再生が可能になった。

Head-switching signal
(5V/div)

Output signal of
the head-amp
(100mv/div)



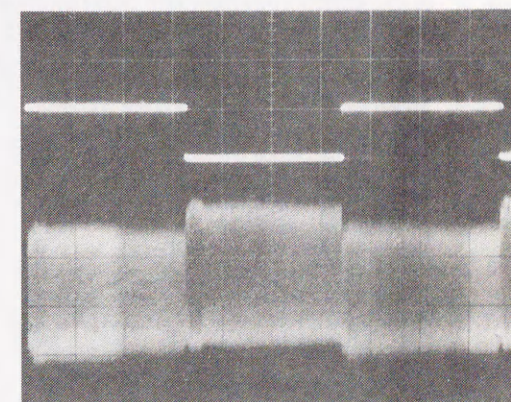
Time (5ms/div)

図5. 10 高速再生のヘッドアンプ出力

Fig. 5.10 Output signal of head-amp in the fast play.

Head-switching signal
(5V/div)

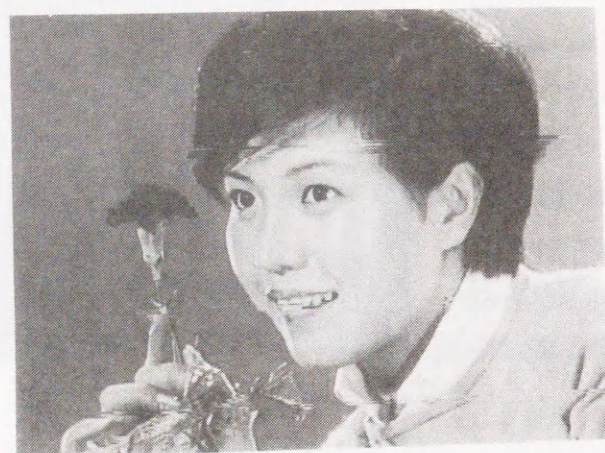
Output signal of
the head-amp
(100mv/div)



Time (5ms/div)

図5. 11 ノイズレス高速再生のヘッドアンプ出力

Fig. 5.11 Output signal of head-amp
in the noise free fast play.



← Noise bar

← Noise bar

← Noise bar

← Noise bar

図 5. 1 2 高速再生の再生映像

Fig. 5.12 Reproduced picture in the fast play.

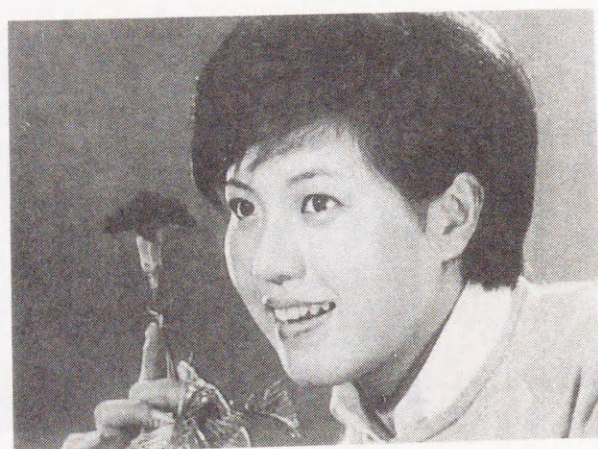


図 5. 1 3 ノイズレス高速再生の再生映像

Fig. 5.13 Reproduced picture in the noise free fast play.

第 4 節 トラック曲がりに追従するトラッキングへの応用

トラックの高さの変動が 1 フレームに 1 周期以上あると、山谷のあるトラック曲がりになる。S-VHS 規格 VTR ではトラック曲がりの目標値は $7 \mu\text{m}$ 以下であり、記録と再生で曲がりが逆なら $14 \mu\text{m}$ の曲がりに追従する必要がある。第 3 章第 4 節では、アクチュエータの短絡制動とテープとヘッドの摩擦による制動の観点から 1 フレームに 5 周期で $14 \mu\text{m}$ の応答の可能性を確認した。一方、アクチュエータの駆動に関して第 4 章第 4 節では、電圧電流複合帰還増幅回路で感度の温度特性と Q 値の双方を低減できることを確認した。この節では、各章の検討結果に基づき、マイクロコンピュータを使った適応処理によるダイナミックトラッキングを提案し、実際に VTR で 1 フレームに 5 周期で $14 \mu\text{m}$ 以上のトラック曲がりに追従させる実験をして効果を確認する。

4. 1 トラック曲がりに追従するトラッキングのシステム

(1) システム構成

図 5. 1 4 に提案のダイナミックトラッキングシステム構成を示す。再生信号をヘッドアンプで増幅し、エンベロープ検波回路で検波する。

次に 8 bit で A-D 変換し、ディジタル化された検波出力として 8 bit の 1 チップマイクロコンピュータに取り込む。取り込んだ信号をもとにマイクロコンピュータ内でデータ処理した後、2 チャンネルのディジタル化された制御信号を出力して、それぞれ 5 bit で D-A 変換して、低域通過フィルタと電圧電流複合帰還増幅回路を介し、2 個のアクチュエータに各々入力する。

その結果、アクチュエータに取り付けられた磁気ヘッドの変位が 1 フィールド期間毎に交互に制御される。

(2) アルゴリズムの概要

マイクロコンピュータ内での処理を図 5. 1 5 のフローチャートに示す。初期オフセット信号が出力されると、次にマイクロコンピュータ内のタイマーがスタートし、つまり時間計測を開始する。初期オフセット信号は未探索状態のときの制御信号である。

続いて、トラックの曲がりパターンを探索を行なう。探索は、複数の制御ブロックに分割された 3 本のトラックを使って行なわれて、ブロック毎に制御信号と再生信号から新たな制御信号が適応処理により得られる。従って、制御信号列は、制御ブロック数に等しい制御信号で構成される。

制御信号列は、予め設定された時間 T_{int} になるまで出力し続けられて、 T_{int} となれば再び探索を開始する。すなわち、 $T \geq T_{int}$ となる毎に探索を行なって、制御信号列を更新し続け、トラック曲がりの変化に対応可能としている。 T_{int} は、4 フレーム期間以上必要で約 1 秒に設定されている。

(3) 曲がりパターン探索と制御信号更新の方法

図5.16に示すように、1つのトラックを N 個の制御ブロックに分割して制御する方法を示す。 m 番目のフレームのトラック上において、 k 番目の制御ブロックに対する制御信号を、 $E_{m,k}$ ($k=1, 2, \dots, N$) とする。また、このときに測定される再生信号を、 $V_{m,k}(E)$ とする。さらに、得られた再生信号 $V_{m,k}(E)$ によって、そのときの制御信号をマイクロコンピュータ内のメモリーから引き出す操作を、 $V_{m,k}^{-1}(E)$ と定義すると、次式を得る。

$$V_{m,k}^{-1}(E) = E_{m,k} \quad \dots (5.38)$$

次に、 $m+1$ 番目から $m+3$ 番目までの3フレーム間で各フィールド毎に制御信号と再生信号の相関を調べ、曲がりパターンの探索を行なう。すなわち、次式で示される制御信号を各々出力する。

$$E_{m+1,k} = E_{m,k} - \varepsilon \quad \dots (5.39)$$

$$E_{m+2,k} = E_{m,k} \quad \dots (5.40)$$

$$E_{m+3,k} = E_{m,k} + \varepsilon \quad \dots (5.41)$$

ここで、(5.39)式、(5.40)式、(5.41)式は、すべての k ($k=1, 2, \dots, N$) について実行する。 ε は探索の単位電圧でアクチュエータに入力したときヘッドの移動量が $1 \mu m$ となるように予め設定する。つまり探索の幅が $1 \mu m$ である。この探索の幅は応答速度と探索による再生信号の低下を考慮して決定している。相関の判断は、次式で示される $V_{M,k}(E)$ を求めて行なう。

$$V_{M,k}(E) = \max_{j=1, 2, 3} [V_{m+j,k}(E)] \quad \dots (5.42)$$

(5.42)式において、 $M=m+1$ なら相関は負でトラックが低く、 $M=m+2$ なら相関はゼロでトラックの高さは正常で、 $M=m+3$ なら相関は正でトラックが高い。

制御信号の更新は、トラックの高さの判断に基づき各フィールド毎に $m+4$ フレームの制御信号に対して次のように行なう。

$$E_{m+4,k} = V_{M,k}^{-1}(E) \quad \dots (5.43)$$

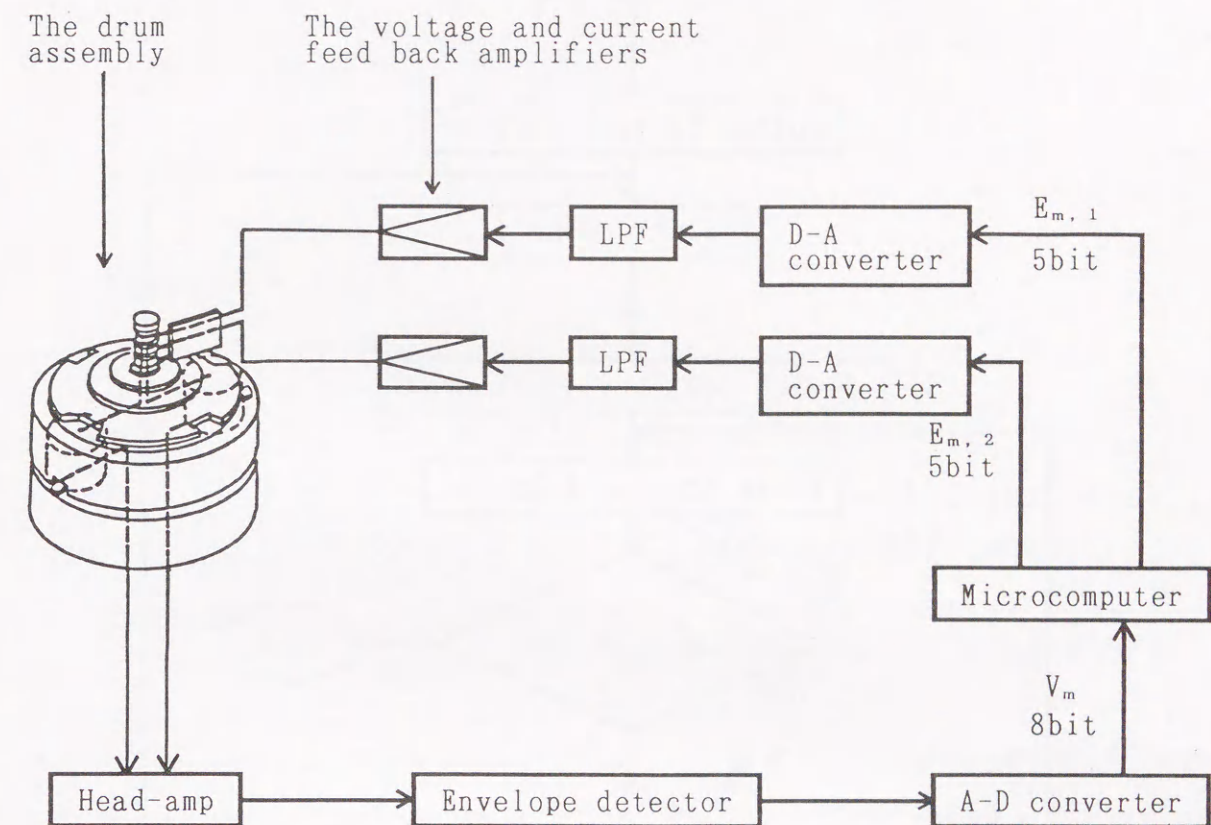


図5.14 トラック曲がり追従するダイナミック
トラッキングのブロックダイアグラム
Fig. 5.14 Block diagram of dynamic tracking
for the curved tracks.

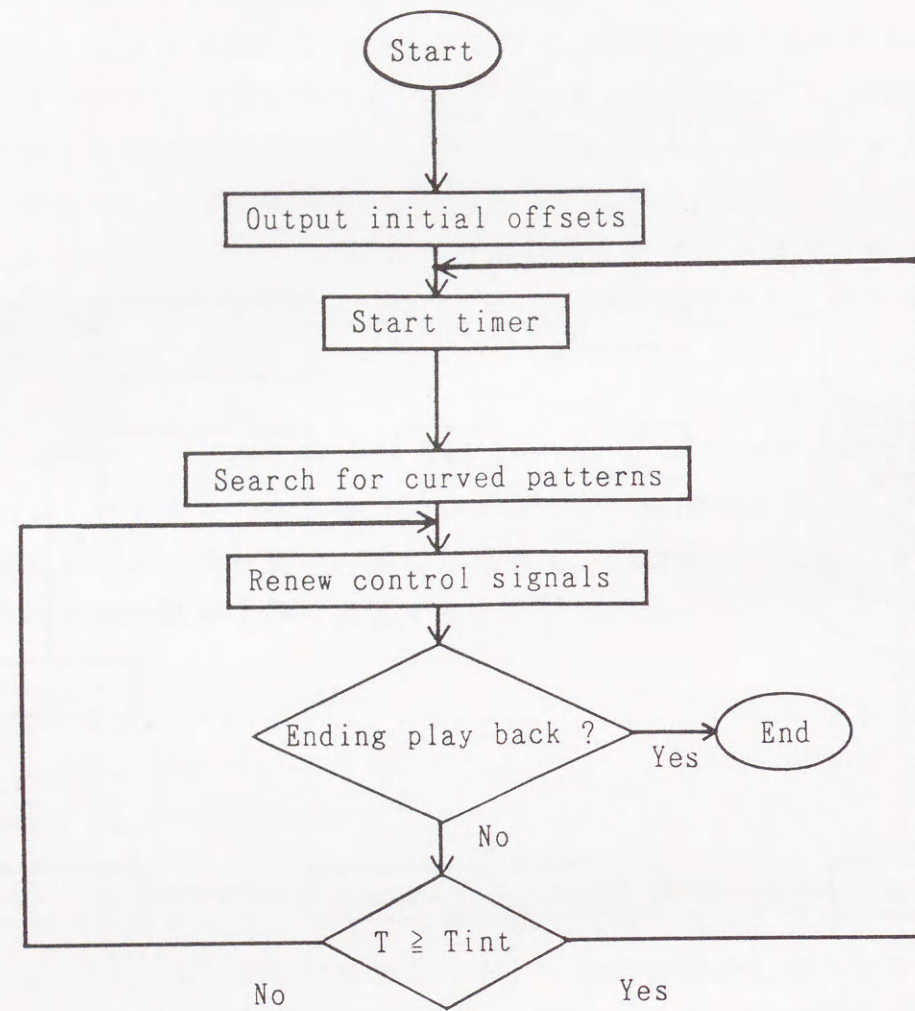


図 5. 1 5 マイクロコンピュータのフローチャート
Fig. 5.15 Processing flow of the microcomputer.

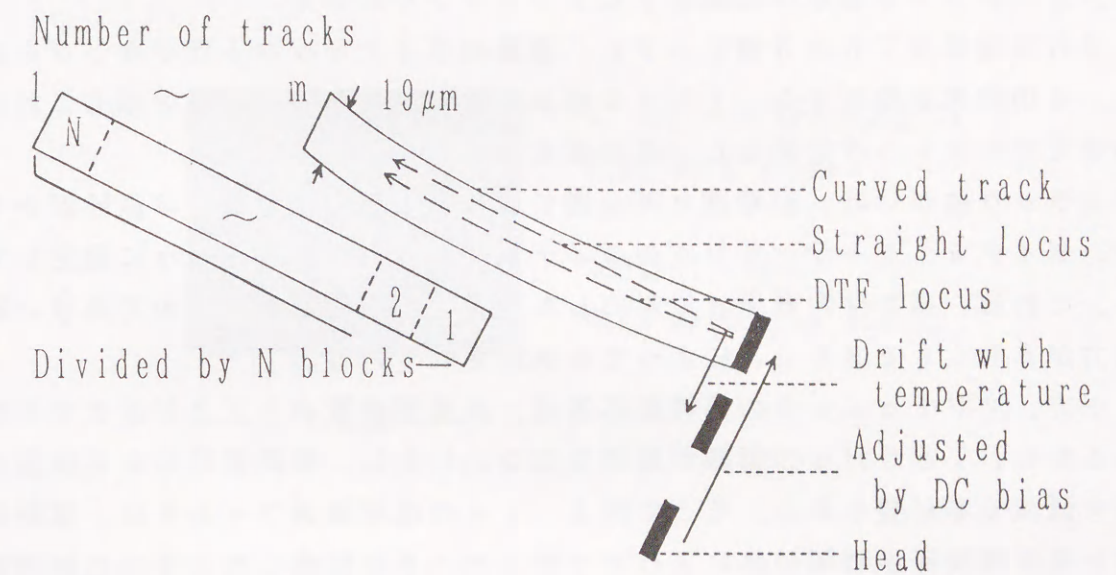


図 5. 1 6 トラック曲がりに追従するヘッドの軌跡
Fig. 5.16 Locus of head on the curved tracks.

(5.42) 式、(5.43) 式により、全ての k ($k=1, 2, \dots, N$) についての制御信号を求めると制御信号列が得られる。

(5.43) 式の処理では、相関が逆なら 3 フレーム前、相関がなければ 2 フレーム前、相関が正なら 1 フレーム前の制御信号を選択している。すなわち相関に応じて遅延時間を切り替える適応処理で、最大の再生信号を与える制御信号列に更新している。

4.2 トラック曲がりに追従するトラッキングの効果

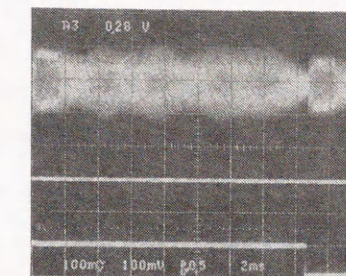
VHS 規格 VTR の 3 倍モードに、提案のダイナミックトラッキングを適用し、その効果を検討する。トラック幅は $19\mu\text{m}$ であり、ヘッド幅もこれにあわせてクロストークを減らし、高画質化を狙う。

トラック曲がりは、記録機と再生機で各々 $7\mu\text{m}$ 以上となる可能性があるので、ダイナミックトラッキングのダイナミックレンジを $31\mu\text{m}$ に設定している。これは、高さ探索電圧 ε に対応したヘッドの移動量が $1\mu\text{m}$ であり、制御出力が 5 bit であることによっても決定されている。

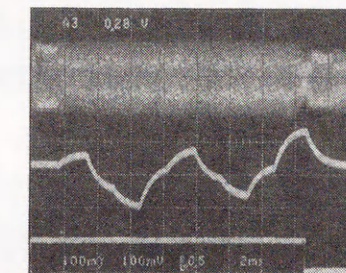
一方、アクチュエータの周波数応答は、共振周波数の $1/2$ 付近まで平坦であるから、 150Hz の制御が期待出来る。しかし、駆動波形による加振の影響を低減する必要もある。そこで図 5.14 の低域通過フィルタは、遮断周波数を電圧電流帰還増幅回路によりアクチュエータを駆動したときの共振周波数 f_r にほぼ等しい 180Hz に設定した 1 次低域通過フィルタを使用した。この駆動回路によると、第 4 章で示したように電圧駆動の場合とほぼ同等の Q 値が得られる。また、第 3 章で検討したように、テープの制動と電圧駆動相当の制動を与え、このフィルタで駆動波形の加振による振動を 6 dB 低減すれば、ステップ応答はトラック幅の 10% 程度のオーバーシュートになる。従って、図 5.14 の構成でダイナミックトラッキングの制御ができると考えられる。

ダイナミックトラッキングの実験結果を、図 5.17 に示す。テープには予め 3 倍モードで 150Hz $15\mu\text{m}_{\text{P-P}}$ のトラック曲がりを与えて記録している。トラック曲がりは、アクチュエータに 150Hz の正弦波を加えることによって得ている。図 5.17 では、ヘッドアンプの再生出力と制御信号および 1 トラック期間を示すヘッド切り替え信号を示している。

図 5.17 の (a) はダイナミックトラッキングが働いていないときの状態を示し、(b) はダイナミックトラッキングが働いているときの状態を示している。1 トラックは 10 個の制御ブロックに分割されている。図 5.17 より、提案のシステムでは、再生出力信号の振幅変動が改善されており、曲がったトラックにもヘッドが追従できていることがわかる。また、ジッターを測定した結果では、ダイナミックトラッキングによる悪化は認められなかった。



(a) Dynamic tracking OFF
Play back signal
Control signal
Head switching signal



(b) Dynamic tracking ON
Play back signal
Control signal
Head switching signal

— 1 track —

図 5.17 ダイナミックトラッキングの効果
Fig. 5.17 Effect of the dynamic tracking system for the curved tracks.

第5節 結言

可動コイル型アクチュエータを使ったダイナミックトラッキングについて考察した。

(1) アクチュエータの駆動波形

ノイズレス高速再生は、アクチュエータでヘッドの変位をトラックの高さと傾斜に追従させて実現する。駆動波形の周波数は30Hzであって、その半周期の間に変位の復帰と振動の整定が必要である。

そこで、等価回路および駆動回路の考察をもとに、アクチュエータの変位と振動がともに少なくすむ波形の条件を求めた。

その結果、三角波でデューティを0.25から0.35とすることにより0.5のときに比べて、ダイナミックレンジの増加を50%以下にとどめつつ振動を50%以下にすることができた。

(2) ノイズレス高速再生のシステム

次に、この駆動波形と電圧電流複合帰還増幅回路でアクチュエータを駆動して、ノイズレス高速再生を実現するダイナミックトラッキングのシステムを示した。

すなわち、VHS規格VTRの逆5倍速高速再生における、映像ヘッドと映像トラックのトラッキングを可能にして、ノイズレス化を実現した。このシステムは、1フレーム毎にヘッドに3 μ mの変位を与え、ヘッドの出力が最大になるヘッドの変位を選択する適応処理により、トラックの高さと傾斜の双方に追従する機能を持たせている。ノイズレスの効果は、このシステムを実際に実験して確認した。

(3) トラック曲がりに追従するトラッキング

アクチュエータでヘッドを変位させトラック曲がりに追従するトラッキングについて、制動および駆動回路の考察から実現の可能性を予想した。これを実現するためのシステムも提示し、実験によって効果を確認した。

このダイナミックトラッキングでは、トラックを10個の制御ブロックに分割し、ブロック毎に適応処理を行なう。これは1フレーム毎にヘッドに1 μ mの変位を与えて制御信号と再生信号の相関を調べ、ヘッドの出力が最大になる変位を選択する方法で、その演算はマイクロコンピュータで処理を行い、アクチュエータの駆動は提案の波形と電圧電流帰還増幅回路で実施する。

その結果、15 μ mの振幅で曲ったトラックを150Hzで追従することができた。以上のように、トラック曲がりに追従するトラッキングを実現して、3倍モードの互換性を確保した。つまり、他のビデオテープレコーダで録画した3倍モードのテープも、トラッキングを可能にした。

参考文献

- (1) M.Kojima, K.Hatanaka and S.Kawabe: "Dynamic Tracking System using Moving Coil Actuators for a Consumer VCR", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.40, No.4, pp.969~975(1994).
- (2) M.Kodama, A.Sano, M.Kojima: "Videorekorder-Kopftrommel mit positionierbaren Magnetköpfen", Patentschrift, DE 3829050 C2(1993).
- (3) M.Kodama and M.Kojima, A.Sano: "VARIABLE TAPE SPEED HEAD-CARRIER DRUM CONTROL APPARATUS", United States Patent, 4,970,611(1990).
- (4) M.Kojima and M.Watanabe: "The New Technology of the HS-U82 VCR", Mitsubishi Electric ADVANCE, Vol.52, Sep., pp.3~5(1990).
- (5) 小林, 富田, 山田, 松本: "圧電素子を用いた可変速再生VTR", National Technical Report Vol.28, No.3, pp.39~47(1982).
- (6) 林, 牧野, 岩田: "ダイナミックトラッキング用磁気ヘッド", NEC技報, Vol.39, No.11, pp.102~105(1986).
- (7) 高橋: "圧電アクチュエータとその応用", 電子情報通信学会誌, Vol.70, No.3, pp.295~297(1987).
- (8) 小林: "VTR NE可動ヘッドシステムの開発", MMS技報, Vol.3, pp.29~35(1992).
- (9) 小島, 塚原, 増田, 岡田, 北澤, 佐野: "VTRのオートトラッキング技術", 三菱電機技報, Vol.64, No.8, pp.631~634(1990).
- (10) 大月: "民生用VTRのDTF方式の開発", テレビジョン学会技術報告, VIR92-49, pp.7~12(1992).
- (11) Y.Doyama, K.Kubo and K.Yamada: "Head Actuator Servo for VTR Using Four Frequency Pilot Signals", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.32, No.3, pp.388~397(1986).

- (12) K. Onisi, T. Itow, H. Nisikawa, K. Sugiyama, H. Yosida, M. Nagasawa, K. Ido, K. Nakagawa, Y. Ishida and S. Kunii: "An Experimental Home-use Digital VCR with Three Dimension DCT", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 37, No. 3, pp. 252~260 (1991).
- (13) 長沢, 横山, 井戸, 石田: "高密度デジタル記録のためのダイナミックトラッキング制御システム", テレビジョン学会誌, Vol. 46, No. 3, pp. 331~340 (1992).
- (14) 加代: "VTRの規格(Ⅲ) - 民生用(2) -", テレビジョン学会誌, Vol. 45, No. 5, pp. 633~636 (1991).
- (15) 小島: "波形判別法による2次元YC分離用論理フィルタの設計", 1993年電子情報通信学会春季大会講演論文集, A27 (1993).
- (16) 小島: "3時点波形の判別による適応信号処理の一設計法と色差信号の輪郭補正への応用", 1992年電子情報通信学会秋季大会講演論文, A22 (1992).
- (17) 川辺, 奥村: "サーボ技術の動向", テレビジョン学会誌, Vol. 45, No. 12, pp. 1521~1526 (1991).
- (18) 中津, 古石: "VTRのヘッド可動用小形アクチュエータの制振制御", テレビジョン学会誌, Vol. 45, No. 12, pp. 1597~1599 (1991).
- (19) 横山, 長沢, 石田, 森: "VTRにおける可動ピンを用いたテープ走行系制御システム", テレビジョン学会誌, Vol. 46, No. 4, pp. 501~507 (1992).
- (20) 森, 中川, 富田, 栗原, 長沢, 横山, 井戸, 中村: "家庭用デジタルVTRにおける可動ヘッド機構", テレビジョン学会誌, Vol. 46, No. 6, pp. 766~772 (1992).
- (21) K. Nakatsu, Y. Furuishi and Y. Kanagawa: "Damping Control of Small Actuator for Moving Heads of VCRs", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 39, No. 2, pp. 71~76 (1993).

- (22) K. mori, M. Tomita, T. Sige-eda, K. Kokubo and K. Nakagawa: "A Digital Deck Mechanism Using New Precision Actuators for High Density Recording", IEEE Trans. Consumer Electronics, Vol. 39, No. 3, pp. 304~311 (1993).
- (23) 小島, 児玉, 高橋, 志水: "電圧電流複合帰還増幅器による可動コイル式アクチュエータの駆動", システム制御情報学会論文誌, Vol. 7, No. 6, pp. 27~33 (1994).
- (24) M. Kojima, H. Takahashi and E. Shimizu: "Frequency Response of a Moving-coil Actuator driven by a Circuit having Voltage and Current Feedback", Memoirs of the Faculty of Engineering, Osaka City University, Vol. 34, pp. 1~7 (1993).

第 6 章 結 論

本研究では、VTR用可動コイル型ヘッドアクチュエータの等価回路を明らかにし、また容量制動を提案しアクチュエータのQ値とコイルの抵抗による感度の変化の双方が低減されることを、この等価回路で解析して示した。さらに具体的な駆動回路として、容量制動と同等の効果を持ちしかも容量制動の1次低域通過特性を等化した電圧電流複合帰還増幅回路を提案した。そして電圧電流複合帰還増幅回路で駆動されたアクチュエータによるVTRのヘッドの制御を検討して、ノイズレス高速再生およびトラック曲がりに追従するダイナミックトラッキングを実現した。

以下に、第2章から第5章で得られた主な研究成果を要約する。

第2章では、ダイナミックトラッキングに使う可動コイル型アクチュエータの等価回路を明らかにした。この考察により、ビデオテープレコーダのダイナミックトラッキングの開発に必要となる、アクチュエータの応答に関する解析手法を確立することができた。

(1) アクチュエータの入力インピーダンス

アクチュエータの入力インピーダンスは、機械共振を示す並列共振回路と、これに直列に接続されたアクチュエータのコイルの抵抗で表される。またコイルの変位は、並列共振回路のコイルの電流で表される。

等価回路は伝達関数だけでなく、入力インピーダンスも表すので、アクチュエータに流れる電流を帰還する場合や、有限の信号源インピーダンスで駆動するときの解析が行なえる。

(2) アクチュエータの感度の周波数応答

等価回路を使って、アクチュエータの感度の周波数応答を解析したところ、2次低域通過特性を示した。そして電流感度のQ値は、入力インピーダンスの低周波と共振周波数における比と、電圧感度のQ値との積になることが明らかになった。これらの値は、入力インピーダンスの周波数応答だけから求めることができる。したがって簡便な電気計測で機械的特性を予想でき、実験や製造において有用である。

また、等価回路のパラメータは入力インピーダンスの周波数応答と低周波電流感度を測定することにより定められるので、SPICEなどの回路解析プログラムで機械的応答のシミュレーションが可能である。

(3) アクチュエータのステップ応答

アクチュエータのステップ応答を、等価回路と回路解析プログラムでシミュレーションを実施した。

ダイナミックトラッキングでは、ドラムの半回転期間である $1/60$ 秒の整定期間が確保されている。整定期間後の残留振動のエンベロープ振幅は、電流のステップ応答では 96% であり制御が不可能である。一方、電圧のステップ応答では 2% となりダイナミックトラッキングの動作をさせられることが判明した。

(4) ヘッドとコイルを連結する腕の応答

ヘッドとコイルを連結する腕の応答は、機械共振周波数以上で顕著になり1次全域通過特性を示した。

そこで、この特性を表す等価回路を示し、この等価回路とコイルの変位を表す等価回路を縦続接続することによって、低周波から共振周波数の3倍程度までの応答に関して適用が可能な等価回路を明らかにした。

しかし、機械共振周波数付近までの周波数応答や、ステップ応答の検討には腕の応答は無視できることが確認された。

第3章では、可動コイル型アクチュエータにおける制動を考察した。可動コイル型アクチュエータを電圧駆動すると、短絡制動が働きQ値は小さくなる。しかし、コイルの抵抗に反比例して感度が変わるので、温度変化で感度が大幅に変化する。そこでQ値とコイルの抵抗による感度変化の双方を低減する、容量制動を提案し効果を確認した。

また、テープとヘッドの摩擦による制動でフレーム周波数以上での応答も可能となることを確認した。

(1) 短絡制動の効果

短絡制動の効果は、アクチュエータのコイルの抵抗値より充分低い出力抵抗で電圧駆動すると得られる。その場合のQ値は、機械共振のQ値よりもはるかに低減される。

しかし、電圧駆動では電圧感度がアクチュエータのコイルの抵抗値に反比例する。コイルの抵抗値は銅線やアルミ線では、 $4000\text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ の温度による変化をするので、電圧感度が温度により大幅に変化する。

一方、電流駆動では機械共振と同じ大きいQ値を示すが、電流感度はコイルの抵抗値には関係しない。

(2) 容量制動

容量制動では、アクチュエータをコンデンサで短絡することにより、機械共振周波数付近で電圧駆動の効果をj得て、Q値の低減を図ることができる。

また駆動の基本周波数であるフレーム周波数付近では、電流駆動の効果で、コイルの抵抗による感度の変化を低減できる。

これらを等価回路による解析と実験により確認した。

次に、容量制動の特長を列挙する。

- ①制動容量に流れる電流の内コイルの起電力と同相成分が制動作用をする。
- ②共振周波数は制動容量で低下するが無視可能である。
- ③共振のQ値は電圧駆動の場合と同等に低減される。
- ④制動容量によって1次低域通過特性を示す。これは駆動回路に1次高域通過特性を持たせて等化できる。
- ⑤コイルの抵抗変化による感度の変化は、電圧駆動の場合に比べて低減可能である。

VTRのヘッドアクチュエータを使って、容量制動の動作を実験で確認したところ、Q値は電流駆動の場合の約 $1/100$ に低減でき、コイルの抵抗による感度変化は電圧駆動の場合の約 $1/10$ に圧縮できた。

これらの検討により容量制動の効果が立証でき、さらに制動容量とQ値の関係および等化特性の定め方が明らかになり、容量制動の設計が可能になった。

(3) ヘッドとテープの摩擦による制動

ヘッドとテープの摩擦による制動を等価回路で解析したところ、Q値で表すと 5.4 であった。電圧駆動の場合のQ値が 4.4 であり、両方の制動がかかるとQ値は、 2.4 となる。

実験結果は解析と合致し、テープとヘッドの摩擦による制動も、提案の等価回路で解析が可能ながことが実証された。

摩擦による制動と電圧駆動による短絡制動が加わった場合、ステップ応答のオーバーシュートは低域通過フィルタを通して、アクチュエータを駆動することによって、 25% 程度に押さえることができる。また 150 Hz 付近では、フレーム周波数のときに比べると、アクチュエータのゲインが $+2.2\text{ dB}$ 、遅相が 15.5 度であり、安定に駆動できる。

従って、S-VHS規格VTRにおけるトラック曲がり $7\text{ }\mu\text{m}$ の目標規格に対して、曲がりの周期が1フレームに5回程度の場合なら、トラック曲がりに追従するダイナミックトラッキングが可能になる。

第4章では、帰還増幅回路による、可動コイル式アクチュエータの駆動を考察した。

アクチュエータの駆動回路に、電圧帰還をかけると速度帰還がかかり制動される。この制動は容量制動でも得られるが周波数特性が低下する。そこで等化特性を持った駆動回路を提案した。また、等化特性を持ち出力インピーダンスが容量性である電圧電流複合帰還回路を示した。この回路でアクチュエータを駆動すると、コイルの抵抗による感度の変化とQ値の双方が低減できた。

(1) 電圧帰還増幅回路による駆動

電圧帰還をかけることは、速度帰還をかけて制動をすることと等価であり、電圧駆動することとも等価である。

アクチュエータのコイルが動くと、その速度に比例しコイルに起電力が発生する。この起電力は、アクチュエータの端子に表れる。したがって、アクチュエータの端子電圧を駆動回路の入力に負帰還することによって、速度帰還が可能になる。つまり、アクチュエータを電圧帰還増幅回路で駆動した場合、速度帰還による制動がかかりQ値を低減できる。

この場合、電圧駆動することと等価であるから、電圧駆動をしてもQ値を低減できる。

(2) 容量制動の帰還増幅回路による駆動と等化

容量制動されたアクチュエータの電流感度は、1次低域通過特性を持っている。これを駆動する電流駆動回路として電流帰還増幅回路を使い、この電流帰還増幅回路に1次高域通過特性を持たせて、等化可能であることを示した。

(3) 電圧電流複合帰還増幅回路による駆動

電圧電流複合帰還増幅回路による駆動を提案して、Q値とコイルの抵抗による感度の変化との双方が低減できることを、解析により予測した。また、これを実験により明らかにした。

電圧電流複合帰還増幅回路は、周波数の高い機械共振周波数付近で有効なように高域通過フィルタを介して電圧帰還をかけ、駆動の基本周波数付近で有効なように低域通過フィルタを介して電流帰還をかけることによつ構成される。

等価回路を使った解析と実験により、次のことが明らかになった。

- ① Q値は、電圧帰還増幅回路で駆動した場合と同等に低減できる。
- ② コイルの抵抗による電圧電流変換感度の変化は、ほぼ f_F^2 / f_D^2 に比例して軽減される。ここに f_F はフレーム周波数であり、 f_D は電圧帰還と電流帰還のクロスオーバー周波数である。
- ③ 周波数応答の平坦化は、高域と低域の利得を等しくし、低域通過フィルタと高域通過フィルタの遮断周波数を一致させて得られる。

これらの結果に基づき電圧電流複合帰還増幅回路を実際に設計して、VTRのヘッドアクチュエータの駆動を実験したところ、回路解析プログラムのSPICEを使った周波数応答の推定値と良く一致した。

Q値は電流駆動の場合のに比べて約 $1/100$ になり、コイルの抵抗による感度変化は電圧駆動の場合に比べて約 $1/10$ に低減でき、推定値と実験値がほぼ合致していた。

これらの検討により、アクチュエータを電圧電流複合帰還増幅回路で駆動した場合の効果の予測と、回路設計が可能になった。

第5章では、可動コイル型アクチュエータを使ったダイナミックトラッキングについて考察した。

(1) アクチュエータの駆動波形

ノイズレス高速再生は、アクチュエータでヘッドの変位をトラックの高さと傾斜に追従させて実現する。駆動波形の周波数は 30 Hz であつて、その半周期の間に変位の復帰と振動の整定が必要である。

そこで、等価回路および駆動回路の考察をもとに、アクチュエータの変位の増加と振動がともに少なくすむ駆動波形の条件を求めた。

その結果、三角波でデューティを 0.25 から 0.35 とすることにより 0.5 のときに比べて、変位の増加を 50% 以下にとどめつつ振動を 50% 以下にできることが解った。

(2) ノイズレス高速再生のシステム

次に、この駆動波形と電圧電流複合帰還増幅回路でアクチュエータを駆動して、ノイズレス高速再生を実現するダイナミックトラッキングのシステムとアルゴリズムを示した。

すなわち、VHS規格VTRの逆5倍速高速再生における、映像ヘッドと映像トラックのトラッキングを可能にして、ノイズレス化を実現した。このシステムでは、1フレーム毎にヘッドに $3\text{ }\mu\text{m}$ の変位を与え、制御信号と再生信号の相関を確認してヘッドの出力が最大になるヘッドの変位を選択する適応処理を行い、トラックの高さと傾斜の双方に追従させる。ノイズレスの効果は、このシステムを実際に実験して確認した。

(3) トラック曲がりに追従するトラッキング

また、アクチュエータで映像ヘッドを変位させ、トラック曲がりに追従するトラッキングについても、制動および駆動回路の考察から実現の可能性を予想した。これを実現するためのシステムも提示し、実験により効果を確認した。

このダイナミックトラッキングでは、トラックを複数の制御ブロックに分割し、ブロック毎に適応処理でヘッドの変位を定める。すなわち、1フレーム毎にヘッドに $1\text{ }\mu\text{m}$ の変位を与え、制御信号と再生信号の相関を確認してヘッドの出力が最大になるヘッドの変位を選択する。適応処理の演算はマイクロコンピュータで実行して、アクチュエータの駆動は提案の駆動波形と電圧電流複合帰還増幅回路で行なった。

その結果、このシステムでは、振幅 $15\text{ }\mu\text{m}$ 、周波数 150 Hz で、曲ったトラックを追従することができた。これにより3倍モードの互換性を確保することができて、他のビデオテープレコーダで録画した3倍モードのテープも、トラッキングが可能になった。

最後に今後の課題をまとめる。

ビデオテープレコーダのトラックピッチは、 β 規格VTRの実用化から、8mmVTRのLPモードの実用化に至る11年間で、6分の1になった。今後実用化が予想されるデジタルVTRでは、VHS規格VTRや8mmVTRより一層狭トラックピッチ化が進み、可動コイル型アクチュエータを使ったノイズレス高速再生や曲ったトラックへの追従が重要になると考えられる。これらに対して、ダイナミックトラッキングの高精度化や広帯域化が必要であり、以下にその課題を示す。

(1) 第5章では $\pm 1\mu\text{m}$ の探索の幅で $19\mu\text{m}$ のトラックに追従させて、約 $\pm 1\mu\text{m}$ の精度を得ているが、狭トラック化に対応したさらに高精度なダイナミックトラッキングのアルゴリズムの開発が必要である。

(2) 高精度なダイナミックトラッキングを得るためには、容量制動の場合よりさらにQ値を低減しなければならない。

(3) 第5章では、フレームに同期したトラックの曲がりに追従させるアルゴリズムを示したが、フレームに同期しないトラックの曲がりに追従させるアルゴリズムの開発も必要である。

(4) フレームに同期しないトラックの曲がりに追従させるにはアクチュエータとその駆動回路の動作を、さらに広帯域化しなければならない。

以上、本研究で得られた成果が、これらの課題解決を含め今後のダイナミックトラッキングの研究に寄与することができれば幸いである。

謝 辞

多くの方々のご指導と、ご鞭撻により、ここに著者の10年にわたる研究をまとめることができました。特に、大阪市立大学工学部 電気工学教室、志水英二教授には卓越したご指導を戴き、本研究のまとめをたまわったことに心から謝意を表します。

また、本研究をまとめるにあたり、懇切なご指導を賜った同大学藤井知生教授ならびに鈴木裕教授に深く感謝します。

さらに、有益な助言を戴いた同大学高橋秀也先生に深謝を表します。

本研究は、三菱電機株式会社 元京都製作所において行なわれた仕事をまとめたものであります。研究にあたってご指導をたまわった、同社AV統括事業部 高田豊技師長に対し、深く感謝致します。

また、本研究の機会を与えて下さり、かつその遂行過程においてご鞭撻、ご激励くださった、同社顧問 大西良一博士、静岡大学工学部 久保高啓教授に深く謝意を表します。

さらに、執筆にあたって多大な助言を戴いた、同社映像情報開発センター 川辺貞信開発計画部長、同センター 開発第三部長 古川輝夫博士、および討議や実験などで協力戴いた、同社ビデオ統括部 佐野彰主幹、同社ディスク事業開発センター 児玉昌文主事、同社映像情報開発センター 畠中恵司氏に厚くお礼申し上げます。また、大阪市立大学工学部 電気工学教室の関係者各位 三菱電機株式会社ビデオ統括部 同社映像情報開発センターの関係者各位にお礼申し上げます。

最後に、本研究をまとめるための時間を配慮工面し、そのために長い間不自由に耐えつつ助力してくれた妻に感謝します。